SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N.° 13-14

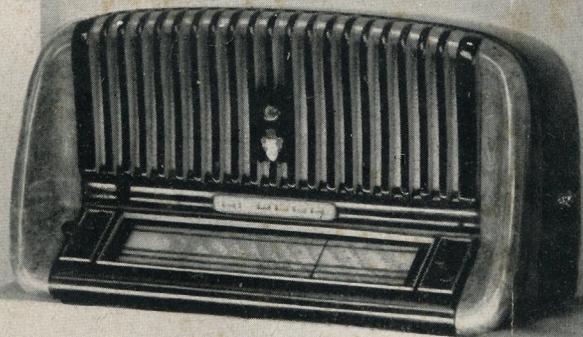
ANNO XIV
1942 - XX

L. 5.-

ANNO XIV - NUMERO 13 e 14 • LUGLIO 1942 - XX

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

TELEVISIONE (XX)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5025/6 Continuazione vedi N. 11-12

La visione degli oggetti

Gli oggetti del mondo fisico si rendono visibili ai nostri occhi quando sono in grado di produrre sulla retina uno stimolo luminoso, inviando verso di essa una certa quantità di energia luminosa. Questa energia luminosa può essere emessa direttamente dai corpi visibili, oppure può essere riflessa da un oggetto, dopo che questo l'ha ricevuta da un altro corpo che la ha emessa. Gli oggetti che emettono luce direttamente si dicono *sorgenti luminose* (per esempio le lampadine elettriche quando sono accese e si distinguono per il fatto che sono visibili anche al buio; gli altri corpi non sono visibili al buio, perchè per essere visibili devono essere in presenza di una sorgente luminosa, dalla quale ricevono l'energia luminosa che riflettono verso i nostri occhi; essi cioè diventano visibili soltanto quando si trovano in un ambiente illuminato da sorgenti luminose (per esempio quando si trovano alla luce del sole).

L'occhio non è ugualmente sensibile ai diversi tipi di radiazioni luminose (colori). La massima sensibilità dell'occhio si verifica per la luce gialla (lunghezza d'onda di circa cinquantasei centesimi di micron). Nella figura 95 è riportata una curva che rappresenta la sensibilità relativa dell'occhio ai diversi colori assumendo uguale ad uno la sensibilità massima; dall'esame di questa curva risul-

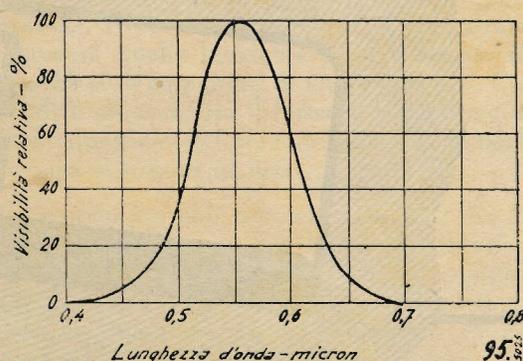



Fig. 95. - *Curva della visibilità relativa dell'occhio ai diversi colori, rappresentati dalla lunghezza d'onda delle radiazioni luminose.*

SOMMARIO

ta che la sensibilità diminuisce molto rapidamente appena ci si scosta, da una parte e dall'altra, dalla lunghezza d'onda corrispondente alla massima sensibilità; praticamente la luce visibile è limitata nell'intervallo tra quarantotto e sessantaquattro centesimi di micron di lunghezza d'onda.

Oltre che alle diverse lunghezze d'onda, l'occhio è sensibile anche alla quantità di energia trasportata dalla radiazione luminosa; gli oggetti ci appaiono tanto più luminosi o tanto più illuminati, quanto maggiore è l'energia che essi irradiano o riflettono all'intorno.

Per definire, con riferimento alla sensazione visiva, le proprietà di una sorgente luminosa, si assume il prodotto della potenza luminosa (energia dell'unità di tempo) da essa irradiata per la sensibilità relativa dell'occhio (ricavata dalla curva della figura 95) alla lunghezza d'onda della luce irradiata dalla sorgente stessa. Questa quantità prende il nome di *flusso luminoso;* la sua unità di misura (definita per mezzo di una sorgente campione) è il *lumen* Un lumen corrisponde a circa un millesimo e mezzo di watt alla lunghezza d'onda della massima visibilità. Per avere un'idea del valore di questa unità si tenga presente che un'ordinaria lampadina elettrica della potenza elettrica di venticinque watt irradia in totale un flusso luminoso di circa duecento lumen (tenuto conto del rendimento della trasformazione di energia elettrica in energia termica e in energia luminosa).

Naturalmente, oltre che di flusso luminoso irradiato, si può parlare anche di flusso luminoso riflesso da un corpo, intendendo di esprimere con esso l'energia luminosa (moltiplicata per la visibilità relativa) che il corpo considerato rimanda all'intorno nell'unità di tempo (cioè la potenza luminosa), quando sia illuminato da una sorgente di luce. Analogamente per flusso luminoso incidente sopra una superficie si intende la potenza luminosa (moltiplicata per la visibilità relativa) che essa riceve, quando è illuminata da una certa sorgente.

Il flusso luminoso incidente su una superficie dipende strettamente dal modo con cui la superficie è illuminata, cioè dalla natura della sorgente usata per ottenere l'illuminazione e dalla posizione della superficie rispetto alla sorgente. In generale il flusso luminoso cresce, a parità di altre condizioni, con il crescere del flusso luminoso irradiato dalla sorgente; cioè una stessa superficie (per esempio il piano di un tavolo) riceve un flusso luminoso tanto più grande quanto più grande è la potenza della lampadina che si usa per illuminarla, purchè si mantenga inalterata la posizione della lampadina rispetto alla superficie. Inoltre il flusso luminoso incidente su una superficie diminuisce man mano che si allontana la superficie dalla sorgente che la illumina, e diminuisce pure inclinando la superficie rispetto alla direzione di provenienza dei raggi luminosi (fig. 96).

Il flusso luminoso riflesso dipende poi da quello ricevuto e dalla natura della luce e della superficie illuminata; esso cresce in generale con il crescere del flusso luminoso incidente.

La sola conoscenza del flusso luminoso totale irradiato (o riflesso) da un oggetto non è però sufficiente a definire la forma dell'oggetto stesso. Infatti un'analisi più approfondita dimostra che la sensazione di chiaro e scuro si ottiene in quanto le differenti proporzioni degli oggetti irradiano flussi luminosi diversi. Per maggior precisione conviene riferirsi all'unità di superficie e definire una altra grandezza, che prende il nome di flusso luminoso specifico o *luminosità.* Essa è il rapporto tra il flusso luminoso irradiato o riflesso da una superficie piana e l'area di tale superficie. In altre parole la luminosità è misurata dallo stesso numero che misura il flusso emesso dall'unità di superficie. Quando il flusso è misurato in lumen e l'area in centimetri quadrati, la luminosità risulta espressa in lumen per centimetro quadrato, ossia in *lux,* come si è convenuto di dire internazionalmente.

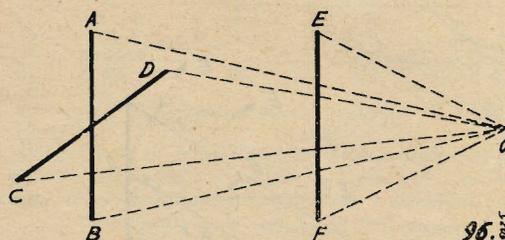



Fig. 96. - *Superfici diversamente disposte ed illuminate dalla stessa sorgente* O. *La superficie* AB *riceve un flusso luminoso maggiore di quello ricevuto dalla superficie* CD *e minore di quello ricevuto dalla superficie* EF.

Quando, invece di considerare la luce irradiata, si considera quella incidente, invece di parlare di luminosità si deve parlare di *illuminamento.* Questo è quindi il rapporto tra il flusso luminoso incidente su una superficie e l'area della stessa superficie. Anch'esso si misura in lux.

Una superficie che non emette luce, ma la riflette, presenta sempre una luminosità inferiore al suo illuminamento, in quanto la luce ricevuta non viene mai riflessa integralmente: una parte rimane sempre assorbita. In generale una superficie bianca speculare riflette quasi per intero la luce che riceve, mentre una superficie nera opaca assorbe praticamente tutta la luce che cade su di essa. Il rapporto tra la luce riflessa e quella ricevuta dipende dalla natura del corpo in esame e, per uno stesso corpo dal colore della luce.

Chiudiamo questi brevi cenni con l'elenco di alcuni valori caratteristici di luminosità e di illuminamento, i quali serviranno a dare un'idea dell'ordine di grandezza delle quantità che abbiamo definito. Il filamento incandescente di una lampadina ha luminosità variabile tra seicentomila e novecentomila lux; una superficie battuta dal sole verso mezzogiorno riceve un illuminamento che

varia secondo le stagioni da venticinquemila a centomila lux; la superficie del cielo in una giornata serena ha una luminosità compresa tra diecimila e ventimila lux; su un tavolo vicino alla finestra in una stanza bene illuminata si ha un illuminamento di circa mille fino a quattromila lux; su un tavolo da lavoro in una stanza bene illuminata artificialmente si possono avere centotrenta o centocinquanta lux; e così via.

L'effetto fotoelettrico e le sue leggi.

Una superficie metallica, quando è illuminata da un fascio luminoso di frequenza sufficientemente elevata (lunghezza d'onda sufficientemente piccola), emette elettroni. Il fenomeno prende il nome di *effetto fotoelettrico;* l'emissione di elettroni dovuta all'effetto fotoelettrico si chiama *emissione fotoelettrica;* gli elettroni emessi per effetto fotoelettrico si distinguono con il nome di *fotoelettroni.*

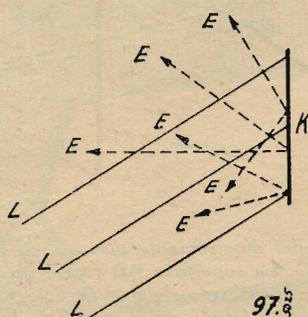



Fig. 97. - *Direzioni in emissione dei fotoelettroni.* K = *corpo fotoemittente,* L = *direzione dei raggi lumiosi,* E = *direzioni dei fotoelettroni.*

La legge fondamentale dell'effetto fotoelettrico è espressa dal seguente fatto: l'emissione fotoelettrica da un determinato metallo si ottiene soltanto se la luce, con cui si illumina il metallo, ha lunghezza d'onda inferiore ad un certo valore, che è caratteristico di ogni metallo e viene detto *soglia fotoelettrica.* Se la radiazione luminosa incidente sulla superficie di un metallo ha lunghezza d'onda superiore a quella della soglia fotoelettrica di quel metallo, non si ottiene nessuna emissione fotoelettrica, anche se si spinge l'illuminamento a valori elevatissimi. La soglia fotoelettrica cade ordinariamente al di là della regione occupata dalla luce visibile nella zona dell'ultravioletto ed anche oltre nella zona dei raggi X; soltanto per alcuni metalli (i così detti metalli alcalini ed alcalino-terrosi) essa cade nell'intervallo della luce visibile e per alcuni di essi addirittura verso il rosso o l'ultrarosso.

La constatazione sperimentale ora enunciata ha permesso di formlulare una teoria dell'effetto fotoelettrico, la quale costituisce uno dei cardini della moderna fisica teorica. Di essa non ci occuperemo qui, perchè la riteniamo estranea all'argomento del nostro discorso. Riassumeremo invece le leggi principali dell'effetto fotoelettrico.

I fotoelettroni, emessi da un superficie illuminata con luce di lunghezza d'onda inferiore a quella della soglia fotoelettrica, abbandonano la superficie in tutte le possibili direzioni comprese tra quella normale alla superficie e quella radente la superficie stessa (fig. 97), indipendentemente dalla direzione dei raggi luminosi incidenti sulla superficie fotoemittente.

L'energia con cui vengono liberati i fotoelettroni è proporzionale alla differenza tra la frequenza della radiazione incidente e la frequenza della soglia fotoelettrica del metallo in esame; la costante di proporzionalità è una costante universale uguale per tutte le sostanze (fig. 98). Questa energia non dipende in alcun modo dall'illuminamento della superficie emittente.

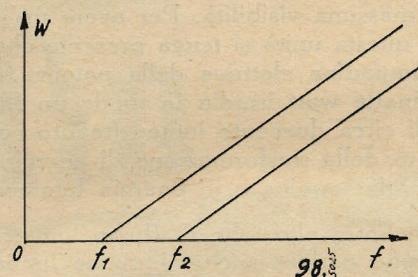



Fig. 98. - *Relazione tra l'energia* W *dei fotoelettroni e la frequenza* f *della radiazione luminosa. E' una retta avente la stessa inclinazione per tutte le sostanze, per ognuna delle quali varia invece la soglia fotoelettrica* (f_1, f_2,...).

Viceversa, a parità di lunghezza d'onda della radiazione luminosa, il numero di elettroni liberati cresce in generale in modo proporzionale all'illuminamento. Però a pari illuminamento il numero di elettroni liberati varia con la lunghezza d'onda in modo piuttosto complesso e diverso da sostanza a sostanza.

Le celle fotoelettriche.

L'effetto fotoelettrico è stato utilizzato per costruire apparati, noti con il nome di *celle fotoelettriche,* nel quale i fotoelettroni vengono usati allo scopo di chiudere un circuito elettrico. In un involucro di vetro o di quarzo, nell'interno del quale sia fatto un vuoto molto spinto, si dispone una coppia di elettrodi; uno di questi è destinato ad emettere fotoelettroni e si chiamerà *catodo fotoelettrico,* l'altro, detto collettore od anodo, è destinato a raccogliere i fotoelettroni ed a convogliarli nel circuito di un generatore i cui morsetti sono collegati rispettivamente il positivo al collettore ed il

negativo al catodo (fig. 99). Il catodo è generalmente costituito da un supporto di argento, il quale viene ricoperto da una sostanza particolarmente attiva nell'emettere fotoelettroni (in generale un metallo alcalino).

In queste condizioni, quando il catodo viene illuminato, nel circuito esterno alla cella si verifica la circolazione di una corrente, sia se l'anodo è a tensione positiva rispetto al catodo, sia se l'anodo è a tensione negativa, purchè inferiore in valore numerico all'energia, espressa in volt, con cui vengono emessi i fotoelettroni. La corrente che si può raccogliere nel circuito esterno dipende evidentemente dal numero di elettroni che vengono libera i dalla superficie del catodo nell'unità di tempo, cioè, a parità di lunghezza d'onda, dall'illuminamento della superficie stessa; anzi è in generale pressochè proporzionale all'illuminamento stesso. A parità di illuminamento però questo numero dipende, come si è detto, anche dalla lunghezza di onda. Si può perciò tracciare per ogni cella fotoelettrica una curva che rappresenta la sua sensibilità alle diverse frequenze, ponendo in relazione il valore della corrente elettrica con il valore della lunghezza d'onda della radiazione luminosa. Se in luogo del valore effettivo della corrente elettrica si riporta per ogni lunghezza d'onda il rapporto tra la corrente corrispondente e la corrente che si raccoglie per la lunghezza d'onda per cui si ha il massimo di erogazione, si ottiene una curva universale, che non dipende dal tipo di costruzione della cella fotoelettrica, ma dipende soltanto dalla natura e dalle condizioni fisiche del catodo. Essa è di grande utilità specialmente nel campo delle applicazone che qui ci interessano, in quanto per ottenere una buona riproduzione delle immagini sarà necessario, come si vedrà meglio in seguito, poter disporre di materiali la cui curva di sensibilità sia quanto più prossima possibile a quella dell'occhio.

Fig. 99. - *Schema di cella fotoelettrica. K = catodo, C = collettore (anodo), I = corrente fotoelettrica.*

La sensibilità alla frequenza della radiazione varia notevolmente a seconda dei materiali usati. Per esempio il potassio ha la massima sensibilità per una lunghezza d'onda di circa quarantaquattro centesimi di micron, il litio a circa quaranta centesimi di micron, il sodio a circa quarantadue, il rubidio a circa quarantotto, ed il cesio a circa cinquantaquattro centesimi di micron. La figura 100 riporta alcune curve di sensibilità di diversi materiali e, per confronto, quella dell'occhio umano.

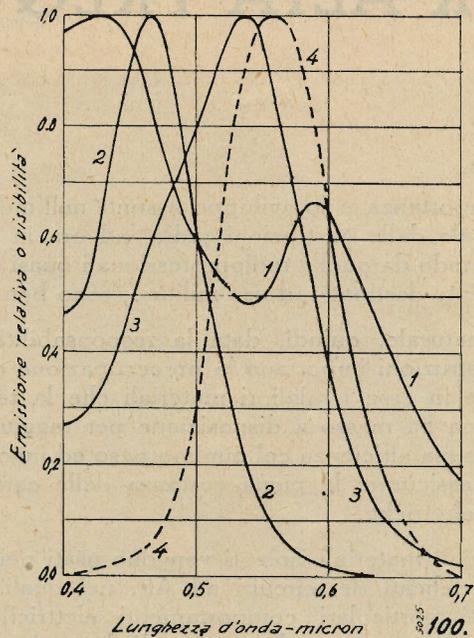
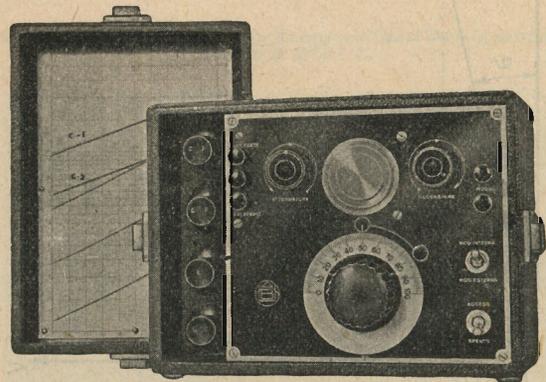



Fig. 100. - *Curve di sensibilità fotoelettrica di diversi materiali. 1 - potassio su rame, 2 - rubidio, 3 - cesio, 4 - visibilità dell'occhio. Il cesio è evidentemente tra i materiali più adatti a riprodurre la sensibilità dell'occhio.*

(Continua)

MISURE SUI MATERIALI ISOLANTI PER ALTA FREQUENZA

Dott. Ing. Nicola Adobbati

5027/10

L'importanza e lo sviluppo assunti nell'industria nazionale dalle costruzioni radio, ed ora in particolar modo da quelle radioprofessionali quasi esclusivamente destinate ad uso militare, sono ben note.

E' naturale, quindi, data la responsabilità che tali costruzioni importano la preoccupazione di impiegare in esse i migliori materiali che la tecnica moderna ha messo a disposizione per raggiungere la massima efficienza col minimo peso ed ingombro e per assicurare la piena costanza delle caratteristiche elettriche.

Speciali materiali isolanti vengono usati nei punti più delicati dei circuiti ad AF, nei quali sono richiesti particolari comportamenti elettrici, così che l'accertamento del possesso di determinate caratteristiche da parte dei materiali stessi costituisce una necessità di principale importanza.

Le caratteristiche che più interessano nei materiali isolanti per AF sono: l'*angolo di perdita, la costante dielettrica e il coefficiente di temperatura*: riteniamo possa essere interessante dare qui un cenno dell'attrezzatura e dei sistemi usati per la determinazione di tali caratteristiche e di altre pure importanti, a frequenze diverse e in diverse condizioni di ambiente.

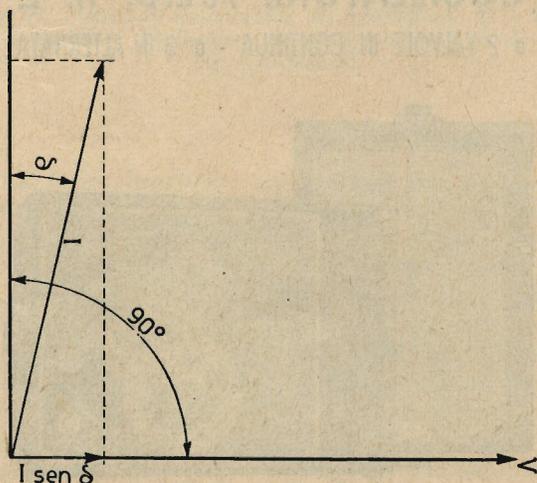



Fig. 1

* * *

Un condensatore reale non si comporta come un condensatore ideale rispetto alla corrente assorbita, in quanto, mentre nei condensatori ideali tale corrente è esattamente in anticipo di 90° rispetto alla tensione che la provoca, nei condensatori reali lo spostamento è di 90°-δ (v. fig. 1).

La potenza assorbita dal condensatore non è allora puramente apparente perchè la corrente I da esso derivata ammette una componente Isenδ in fase con la tensione.

La potenza assorbita si traduce in una *perdita* che interessa non solo per il conseguente abbassamente del rendimento ma anche perchè, trasformandosi essa nell'equivalente quantità di calore, impone un limite alla potenza apparente che il condensatore è in grado di ricevere ed inoltre nei circuiti ad AF. porta a riduzioni nei coefficienti di risonanza.

Essendo:
- P la perdita;
- V la tensione;
- I la corrente;
- ω la pulsazione $2\pi f$;
- C la capacità;

l'entità della perdita è rappresentata dalla relazione:

$$P = VI \text{ sen } \delta$$

che equivale a

$$P = \omega C V^2 \text{ sen } \delta$$

e, essendo δ molto piccolo, anche a

$$P = \omega C V^2 \text{ tg } \delta \qquad (1)$$

La formula (1) dimostra come la *perdita* dipenda dall'angolo δ, dalla frequenza, dalla capacità e dalla tensione in gioco e come essa *acquisti importanza ogni qualvolta una qualunque di tali grandezze assume valore rilevante.*

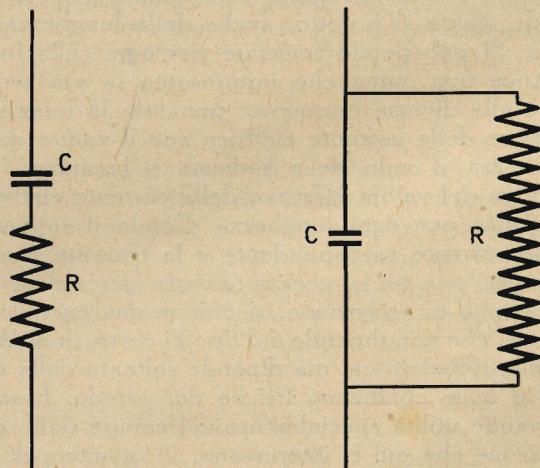



Fig. 2

Nella pratica si possono rappresentare gli effetti dell'angolo di perdita in un condensatore reale mediante *uno schema equivalente* comprendente una capacità ideale ed una resistenza in serie oppure in parallelo (V. fig. 2).

La resistenza dello schema equivalente ha sempre una funzione dissipativa e l'effetto Joule in essa deve essere eguale, per analogia, a quello che nel condensatore reale ricadeva sotto forma di calore per la anelasticità dei dielettrici.

In altri termini le caratteristiche di questi schemi equivalenti vengono determinate dalla condizione che essi si comportino come il condensatore reale agli effetti della intensità e della fase della corrente che quest'ultimo deriva per una determinata tensione applicata ai morsetti.

* * *

Omettendo lo sviluppo dei calcoli, si ha per lo schema equivalente con *resistenza in serie* :

$$tg\, \delta = \omega CR \qquad (2)$$

e con *resistenza in parallelo* :

$$tg\, \delta = \frac{1}{\omega CR} . \qquad (3)$$

I materiali usati nella tecnica dell'isolamento hanno degli angoli di perdita inferiori al 1° e tali angoli possono in alcuni casi essere anche minori di 1° come nella mica: è facile vedere, però, come la perdita di energia sia sempre notevole nonostante la piccolezza di questi angoli:

ad esempio, nel caso di $\delta = 1°$, essendo sen di $1° = 174 \times 14^{-4}$, si avrebbe una perdita eguale all'1,7% della potenza apparente.

La tecnica di questi ultimi anni ha portato alla produzione di materiali isolanti atti a ridurre grandemente le perdite e gli inconvenienti che ne derivano e l'industria fornisce, quale risultato di una vera specializzazione di una branca dell'industria stessa, alcuni tipi ben noti per eccellenza e costanza di caratteristiche quali « Calit » e « Frequenta » che hanno un angolo di perdita infer. a $10 \cdot 10^{-4}$

La tavola seguente riporta i valori dell'angolo di perdita e della costante dielettrica dei principali materiali isolanti.

ANGOLO DI PERDITA E COSTANTE DIELETTRICA DEI PRINCIPALI ISOLANTI PER AF

ISOLANTI	Angolo di perdita: 10^4 tgδ			Costante dielettrica
	a 50 Hz	a 800 Hz	a 10^6 Hz	
Mica	8	2	2	5 ÷ 9,3
Micalex	—	—	15 ÷ 20	8
Quarzo	—	—	3	3,5 ÷ 3,7
Calit-Frequenta	10 ÷ 15	9	3 ÷ 5	6,5
Tempa-Diak nd	—	10	0,7 ÷ 0,8	14 ÷ 16
Condensa-Kerafar	—	5 ÷ 10	3 ÷ 5	40 ÷ 80
Carta bachelizzata	—	200	175	5,6
Bachelite	—	> 500	450	5 ÷ 10
Luvican	—	7	10	3 ÷ 3,5
Trolitul	—	2	2	2,3

I mezzi di misura dell'angolo di perdita sono vari, tutti sostanzialmente buoni purchè la loro realizzazione pratica sia tale da dare la sufficiente precisione e sensibilità nel campo di misure che interessa.

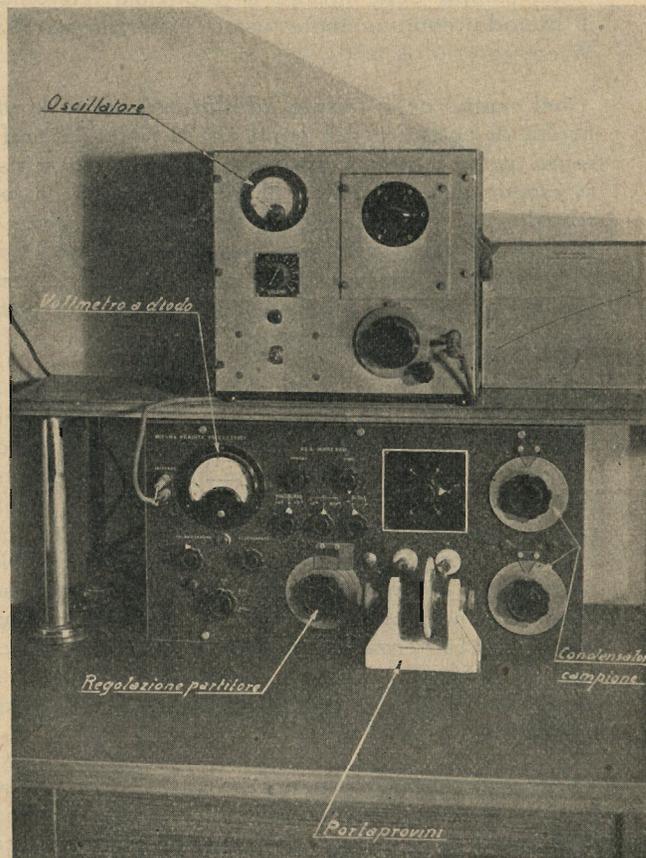
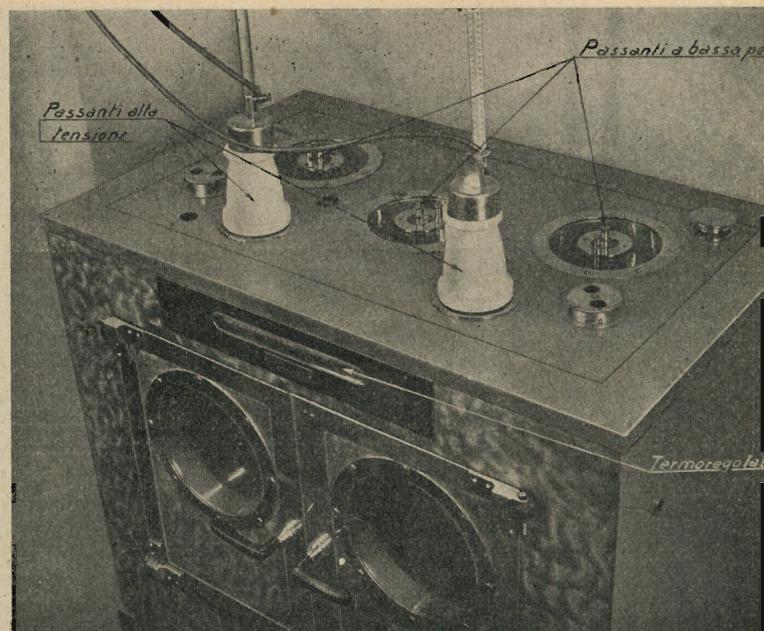



Fig. 3 - Banco per le misure dell'angolo di perdita

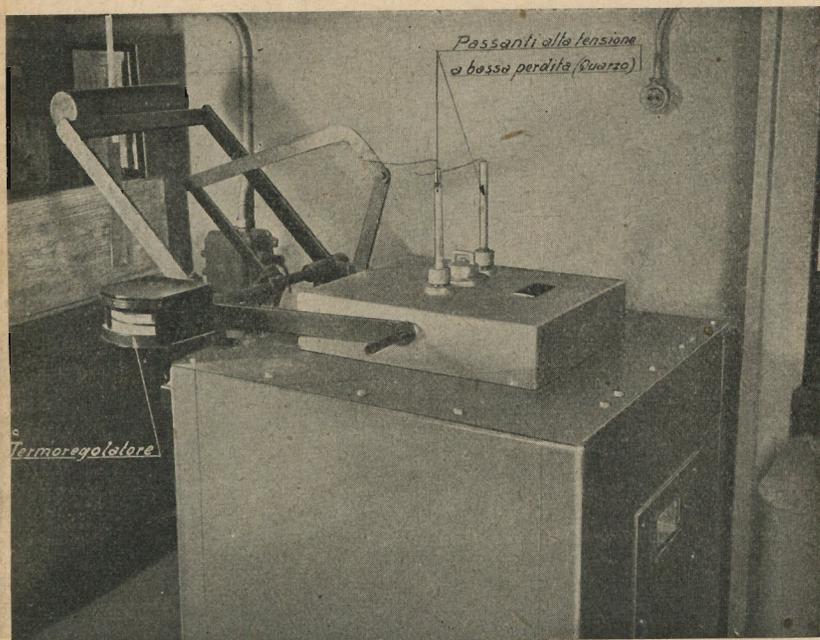
Fig. 4 - Termostato per temperatura dell'ambiente sino a 200° C.

Per quanto riguarda le misure *a frequenza industriale*, si è dimostrato adatto il ponte di Schering, il quale permette l'impiego di elevate tensioni di alimentazione cui possono corrispondere sensibilità sufficienti;

nel campo delle misure a *frequenza telefonica*, il metodo comunemente usato è quello di Max Wien;

nel campo delle misure *ad alta frequenza*, la difficoltà di costruire dei ponti adatti porta la preferenza verso i *circuiti risonanti nei quali la misura si esegue* generalmente col metodo detto « di sostituzione », uguagliando i valori della tensione ai capi del circuito nel caso che vi sia il condensatore in prova, cioè costruito col dielettrico in esame, e nel caso che vi sia il condensatore di paragone.

L'*apparecchiatura usata più frequentemente* in tal caso è basata, in linea di massima, su uno schema ideato dal Prof. M. Boella, ed è costituita da un circuito risonante col quale la misura viene effettuata col sistema « di sostituzione » sopra accennato: il generatore a AF induce nel circuito una forza elettromotrice costante e l'uguaglianza delle perdite del circuito nelle due fasi di misura (inserendo il condensatore in esame e inserendo, al suo posto, la resistenza di paragone di opportuno valore) è verificata dall'uguaglianza delle tensioni ai capi del circuito oscillante, misurata col voltmetro elettronico.

Per poter usare resistenze basse, tali cioè da potersi trascurare l'effetto pelle alcune apparecchiature hanno la resistenza derivata su un divisore capacitivo, anzichè direttamente sul condensatore campione.

Fig. 5 - Termostato per temperature dell' ambiente sino a 1000° C.

Il divisore capacitivo è di tipo a rapporto variabile per evitare lunghe operazioni di interpolazione tra i vari valori di resistenza impiegati.

Speciali accorgimenti vengono realizzati per ottenere che non vari, durante la sostituzione, l'impedenza delle armature alle correnti di AF e per rendere grandissima la resistenza in parallelo che rappresenta le perdite nei sostegni del condensatore di paragone.

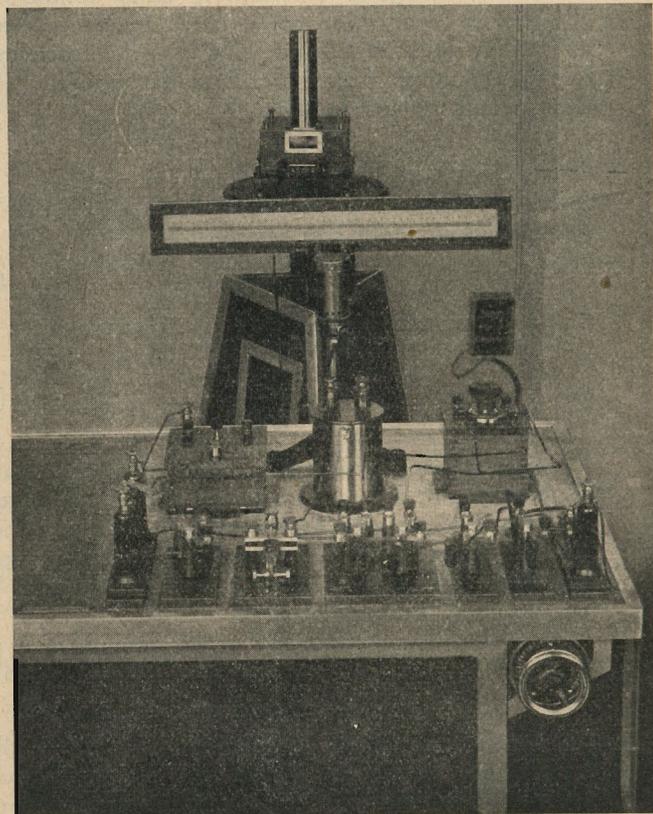



Fig. 6 - Banco per prova di isolamento

Nella fotografia (fig. 3) dell'apparecchio risulta chiaramente come sono state realizzate costruttivamente le sue parti: sulla manopola che fa variare il rapporto del divisore capacitivo è stata incisa una graduazione la quale rappresenta la conduttanza G che occorre considerare nel calcolo del $tg\ \delta$, tenendo conto dell'effetto del partitore capacitivo. Così che la formula di calcolo risulta, nel nostro caso:

$$tg\ \delta = \frac{G}{\omega C}.$$

Un apparecchio di misura dell'angolo di perdita, di cui abbiamo descritto le caratteristiche essenziali, è tale da consentire una approssimazione di misura largamente sufficiente in pratica *nel campo di frequenze fra* 0,1 *MHz* e 10 *MHz*.

Un accertamento del valore di $tg\ \delta$ anche a frequenze maggiori è, naturalmente, necessario in

vari casi, ma la sua esecuzione diretta si presenta difficile per gli errori cui danno luogo le impedenze dei collegamenti e le asimmetrie del circuito nei due momenti di misura della sostituzione : *per le frequenze maggiori di* 10 *MHz* è però possibile agire con affidamento di sufficiente esattezza operando *per extrapolazione* dopo misurato il valore di *tg* δ a tre o più frequenze inferiori a 10 MHz in quanto il valore stesso varia con andamento regolare col crescere della frequenza.

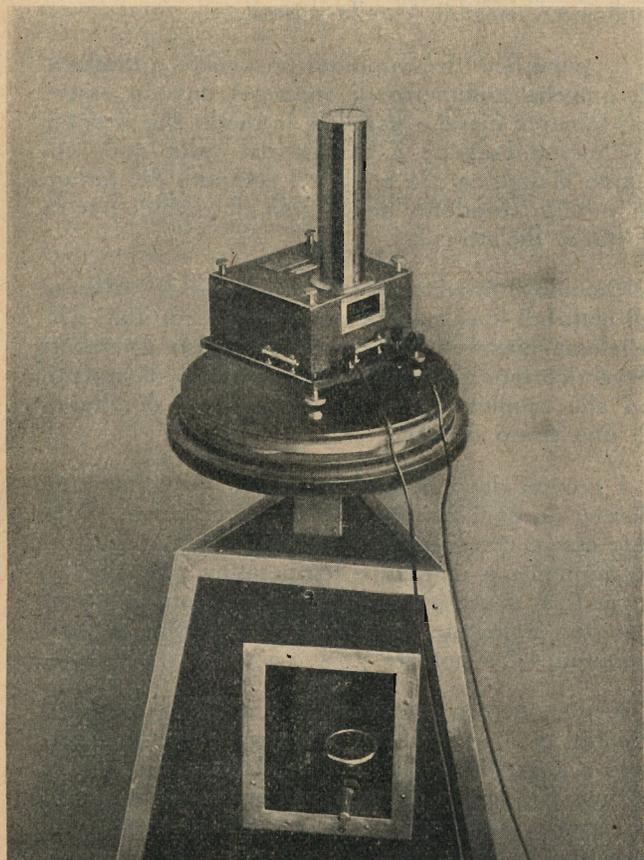



Fig. 7 - Galvanometro Tinsley

L'industria tedesca ha posto sul mercato un apparecchio adatto per misure a frequenze da 10 MHz fino a 100 MHz; esso è analogo a quello per frequenze inferiori e sfrutta lo stesso sistema « di sostituzione »; la resistenza in parallelo è costituita dalla resistenza interna di un diodo che viene opportunamente variata allo scopo di coprire tutto il campo di misura, mentre sono impiegati particolari accorgimenti nella realizzazione dei collegamenti e degli accoppiamenti per tener conto degli effetti derivanti dalle elevatissime frequenze in gioco.

La determinazione della costante dielettrica viene solitamente effettuata nel campo di frequenza fra 0,1 e 10 MHz; essa è calcolata in base a misure di dimensioni e di capacità su provini esattamente rettificati. La capacità viene misurata con l'apparecchio per la misura dell'angolo di perdita che più sopra abbiamo descritto.

Il rilievo del *coefficiente di temperatura* viene eseguito misurando la capacità di un condensatore, costruito usando come dielettrico il materiale in prova, alle due temperature estreme di funzionamento previste nell'applicazione pratica; allo scopo serve il termostato rappresentato nella fig. 4.

Dai due valori della capacità si ricava il coefficiente α di temperatura mediante la formula

$$C_2 = C_1 \left[1 + \alpha \left(t^2 - t^1 \right) \right]$$

Altre misure e prove, alle quali già abbiamo accennato, interessa eseguire sui materiali isolanti per *AF* :

— la misura della *resistività elettrica di volume* e della *resistività elettrica superficiale* che viene di solito effettuata su provini rettificati per mezzo di galvanometri ad elevatissima sensibilità (10^{-14} Amp. per ogni millimetro di una scala di 1 metro di lunghezza totale);

— la *prova di rigidità dielettrica*, eseguita con un trasformatore a tensione variabile da 0 a 35.000 Volt (v. fig. 8);

— la *prova di resilienza*, eseguita col pendolo di Charpy (v. fig. 9) o col pendolo Schopper;

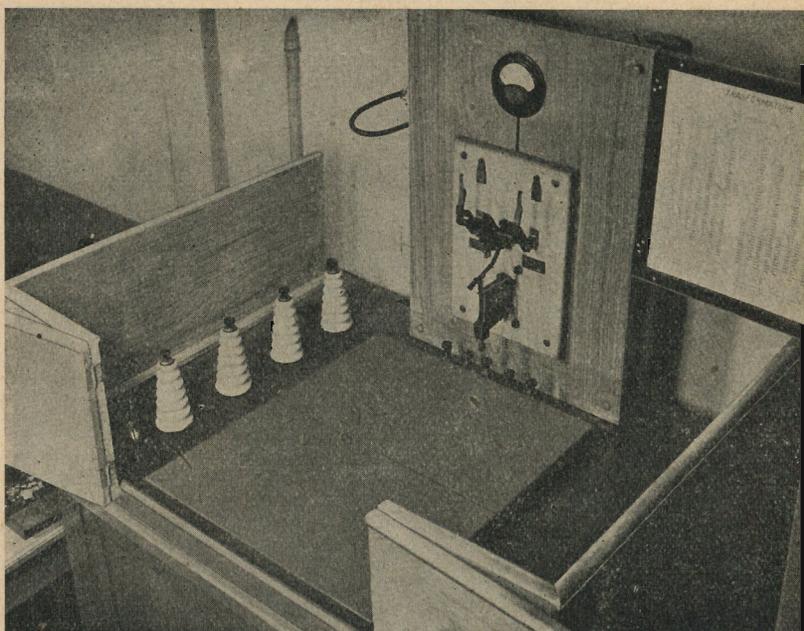
— la misura del *coefficiente di dilatazione termica*, eseguita con dilatometro Leitz;

— la misura della *resistenza a flessione, trazione e compressione*, eseguita con macchina universale Amsler;

— la misura della *igroscopicità*, eseguita con l'ausilio di bilance aventi sensibilità di 0,0001 gr.

Molti degli accertamenti cui abbiamo accennato devono essere fatti tenendo conto delle condizioni ambiente; non debbono quindi mancare adeguati mezzi di condizionamento.

Il condizionamento *in ambiente umido* è ottenuto col sistema della camera chiusa (*v. fig.* 10)

Fig. 8 - Trasformatore per prove di rigidità dielettrica

avente sul fondo una soluzione di acido solforico in acqua: la lettura dell'umidità viene dedotta con misure della densità di tale soluzione secondo le curve riportate dalle Norme AEI sui dielettrici.

Sulla esattezza dei risultati ha capitale influenza il modo di *preparazione dei campioni*. Per le misure sui materiali a bassassime perdite è necessario che i campioni abbiano dimensioni tali che la capacità non sia inferiore a 50 *pF*, per avere sufficiente sensibilità nella misura.

Fig. 9 - Pendolo di Charpy

Fig. 10 - Igrostato

Le superficie dei campioni ,in piastre o dischetti di qualche millimetro di spessore) devono essere esattamente piane e parallele in modo che si possa facilmente eseguire il calcolo del valor della costante dielettrica che entra nel computo del *fattore di perdita* (prodotto dell'angolo di perdita per la costante dielettrica).

Quando il provino ha superfici piane e rettificate gli elettrodi di misura possono essere costituiti dalle stesse piastre porta provino; in caso diverso si deve ricorrere al deposito di uno strato di argento od alla applicazione, mediante pistola di Shoop, di uno strato di rame.

I provini devono, inoltre, essere accuratamente detersi da ogni traccia di sostanze estranee ed infine essere condizionati — come abbiamo detto — in ambiente a umidità e temperature prestabilite: in pratica, si usa generalmente condizionare a temperatura ambiente e umidità 65% oppure a temperatura 45° e umidità 95%.

E' ben noto a chi si occupa di misure, come i risultati di esse siano diversamente attendibili non solo a seconda della idoneità degli apparecchi e strumenti di cui si dispone, ma anche, e forse più, a seconda della esperienza e della pratica di coloro che le compiono.

Nel caso in cui il lettore desiderasse una trattazione più diffusa e profonda sui materiali isolanti per alta frequenza e nelle misure relative, rimandiamo alle pubblicazioni elencate nella bibliografia.

●

BIBLIOGRAFIA

F. VECCHIACCHI, *I triodi e la misura degli angoli di fase dei condensatori con il metodo di sostituzione nei circuiti risonanti* - Elettrotecnica 1932, pag. 93.

M. BOELLA, *Misura ad alta frequenza dell'angolo di perdita dei dielettrici* - « L'Elettrotecnica » 1932, pag. 99.

— *Prove su isolatori per linee ad onde guidate* - « Alta frequenza » 1932, pag. 221, oppure « L'Elettrotecnica » 1933, pag. 31.

— *Le prove sui dielettrici solidi* - « L'Elettrotecnica » 1923, pag. 152.

— *Misura diretta della conduttanza di perdita nei condensatori con alte frequenze* - « Alta Frequenza » 1935, pag. 5 - « L'Elettrotecnica » 1935, pag. 583.

— *Direct Measurement of the loss conductance of condensers at high frequencies* - « Proceedings of I.R.E., aprile 1938, pag. 421.

F. BOCCI, *Sulla misura a radiofrequenza dell'angolo di perdita dei materiali isolanti dielettrici* - « L'Elettrotecnica » 1941, pag. 330.

(Le illustrazioni provengono dai laboratori della F.I.M.M.)

SUL COMPORTAMENTO DEL TRASFORMATORE D'USCITA AL VARIARE DELLA FREQUENZA

2444/6

D. Ceccani

La gamma di frequenza di uno stadio amplificatore funzionante in classe A è determinata principalmente dalle caratteristiche del trasformatore di uscita: e precisamente dall'induttanza primaria e dall'induttanza dispersa. La caratteristica di risposta di tale stadio al variare della frequenza è caratterizzata da tre zone distinte: una, intermedia, ad andamento costante, una seconda, iniziale ad andamento discendente al diminuire della frequenza, ed una terza, discendente al crescere della frequenza. L'andamento della prima e della terza zona della caratteristica di risposta è determinato dal valore dell'induttanza primaria e dell'induttanza dispersa, rispettivamente.

La curva di risposta può essere prevista con buona precisione partendo dai parametri caratteristici del trasformatore di uscita. Si discutono perciò gli elementi che influenzano l'andamento della curva.

Circuito reale e schemi equivalenti

Nella fig. 1 è tracciato il circuito di uno stadio di uscita; in esso figura un triodo come tubo amplificatore, ma quanto segue è pienamente applicabile anche agli stadi funzionanti con tetrodi e pentodi (1).

Nel tracciare lo schema equivalente del circuito di fig. 1 il tubo può essere sostituito da un generatore di tensione μe_1 e di resistenza interna ρ, essendo μ il coefficiente di amplificazione statico e ρ la resistenza interna del tubo. Adotteremo inoltre per gli schemi equivalenti i seguenti simboli e notazioni:

R_1 resistenza alla c. c. dell'avvolgimento primario;

R_2 resistenza alla c. c. dell'avvolgimento secondario;

R_a resistenza dell'elemento di utilizzazione;

N rapporto di trasformazione $= \dfrac{n_1}{n_2} = \dfrac{\text{spire primario}}{\text{spire secondario}}$;

L_p induttanza effettiva del primario;

L_1 induttanza dispersa del primario;

L_2 induttanza dispersa del secondario;

e_1 tensione alternativa di ingresso;

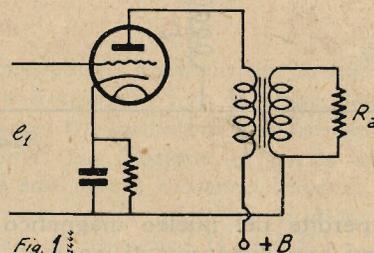
e_2 tensione ai capi della resistenza di utilizzazione;

$e_2' = Ne_2$;

$X_p = \omega L_p$;

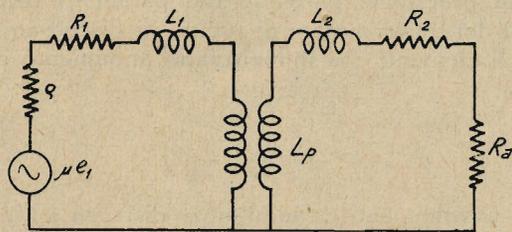
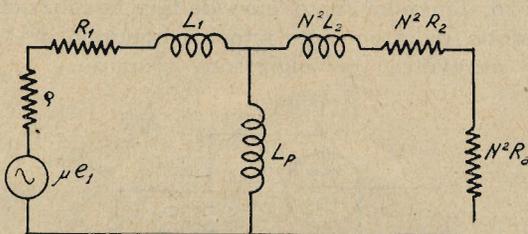
$\omega = 2\pi f$.

Nello schema equivalente del trasformatore di uscita sono state messe in evidenza le resistenze degli avvolgimenti, le induttanze disperse e l'induttanza dell'avvolgimento primario; per quest'ultima viene considerato esclusivamente il suo valore effettivo, tenendo conto cioè della magnetizzazione prodotta dalla corrente anodica continua del tubo che attraversa l'avvolgimento primario.

Fig. 1

Per il caso di uno stadio finale impiegante due tubi in opposizione non è necessario fare un esame separato. Infatti, come è messo in evidenza dalla fig. 3 il circuito reale si trasforma in uno schema equivalente in tutto identico a quello di figura 2a; solo la resistenza interna del tubo è aumentata diventando doppia di quella dello stadio con un solo tubo. Qui, inoltre, l'induttanza primaria effettiva è quella che si ha in realtà senza magnetizzazione continua, poichè, se l'avvolgimento primario è ben bilanciato, le correnti anodiche dei due tubi percorrono le due metà in senso contrario e producono perciò effetti magnetici che si elidono a vicenda.

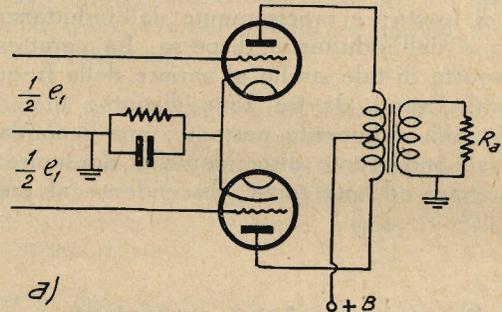
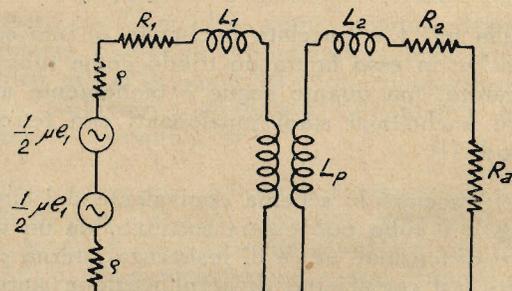
(1) E' noto che il trasformatore ha in questo circuito due ragini di essere: trasformare la resistenza dell'elemento di utilizzazione (in genere un altoparlante) in una resistenza di valore tale che il tubo dia il massimo rendimento (Massima potenza in *Ra* col minimo di distorsione); impedire che *Ra* sia collegata direttamente al tubo ed al suo circuito di alimentazione.

Per semplificare il calcolo è necessario trasformare il circuito di fig. 2*a* in altro avente tutti gli elementi del circuito secondario riportati al primario; si perviene così allo schema equivalente definitivo di fig. 2*b*. Il rapporto di trasformazione N è stato considerato eguale al rapporto spire; in realtà ciò si verifica con ottima approssimazione.

Negli schemi equivalenti di fig. 2 sono stati trascurati alcuni elementi e precisamente: le capacità distribuite e mutue degli avvolgimenti, le quali alle frequenze della gamma acustica che ci interessa (20 - 10000 Hz) non producono effetti sensibili essendo poste in circuiti con resistenze molto

basse; le perdite nel nucleo magnetico che, per trasformatori ben dimensionati, sono di entità trascurabile ed hanno minima influenza sulle caratteristiche di risposta.

Considerando la gamma di frequenza suddivisa in zone limitate, il circuito di fig. 2*b* può essere ulteriormente semplificato. Infatti alle frequenze basse della gamma le induttanze disperse danno luogo a reattanze di valore trascurabile rispetto alle resistenze del circuito; esse possono essere perciò trascurate. Nella stessa zona di frequenze la reattanza di L_p, in parallelo al circuito di utilizzazione, influenza invece notevolmente la caratteristica di risposta.

Alle frequenze più elevate della gamma, la reattanza di L_p avendo valore notevolmente superiore a quello della resistenza di utilizzazione, non avrà il minimo effetto sulla risposta del trasformatore; dovranno invece essere tenute presenti le induttanze disperse che, essendo poste in serie al circuito di utilizzazione, influiranno sulla risposta del trasformatore per il valore elevato delle reattanze cui esse danno luogo.

Tra queste due zone estreme esiste allora una zona intermedia nella quale la frequenza è sufficientemente bassa da poter trascurare le reattanze

disperse e sufficientemente elevata da poter trascurare la reattanza del primario. In questo caso il circuito equivalente considera presenti esclusivamente gli elementi resistivi dando luogo allo schema di fig. 4*c*. Per la zona delle frequenze basse dovremo invece considerare lo schema di fig. 4*a*, e per la zona delle frequenze elevate lo schema di fig. 4*b*.

Prima di calcolare il valore della tensione di uscita introdurremo alcune altre semplificazioni nella notazione dei simboli.

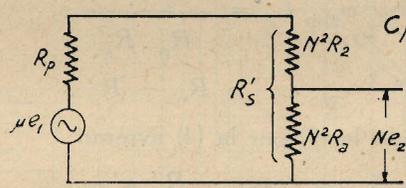
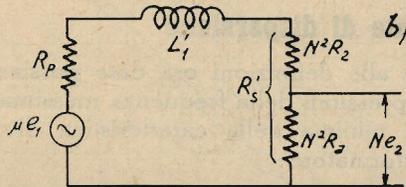
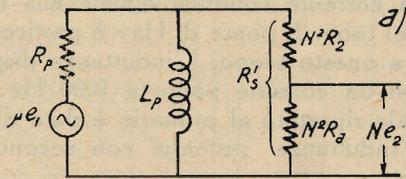
Resistenza totale del primario: $R_p = R_1 + \rho$.

Resistenza totale del secondario: $R_s = R_a + R_2$.

Resistenza totale secondaria riportata al primario: $R_s' = N^2 (R_a + R_2)$.

Induttanza dispersa totale riportata al primario:

$L_1 = L_1 + N^2 L_2$
$X_1' = \omega L_1'$.

Avremo allora, attraverso un semplicissimo calcolo, le epressioni della tensione di uscita per i circuiti di fig. 4:

Per lo schema di fig. 4c:

$$Ne_2 = e_1 \frac{\mu N^2 R_a}{R_s' + R_p} \qquad (1)$$

Per lo schema di fig. 4a

$$Ne_2 = e_1 \left(\frac{\mu N^2 R_a}{R_s' + R_p} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X_p}\right)^2}} \qquad (2)$$

ove $R = \frac{R_p \cdot R_s'}{R_p + R_s'}$.

Per lo schema di fig. 4b:

$$Ne_2 = e_1 \left(\frac{\mu N^2 R_a}{R_s' + R_p} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1'}{R'}\right)^2}} \qquad (3)$$

ove $R' = R_p + R_s'$.

Si osservi che la (2) è ricavabile dalla (1) moltiplicandone il secondo membro per il fattore $\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_p}{R}\right)^2}}$. Come questo fattore varia con la frequenza è indicato nella fig. 5*a*; dato che la (1) è indipendente dalla frequenza, la risposta del trasformatore alle frequenze basse della gamma varierà con andamento eguale a quello della fig. 5*a*. *La risposta si riduce al 70,7% del suo valore massimo (cioè di 3 db) quando la frequenza è tale che la reattanza del primario eguaglia il valore di* R_p *e* R_s' *in parallelo.*

Analogamente la (3) si ottiene dalla (1) moltiplicandone il secondo membro per il fattore $\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_1'}{R'}\right)^2}}$,

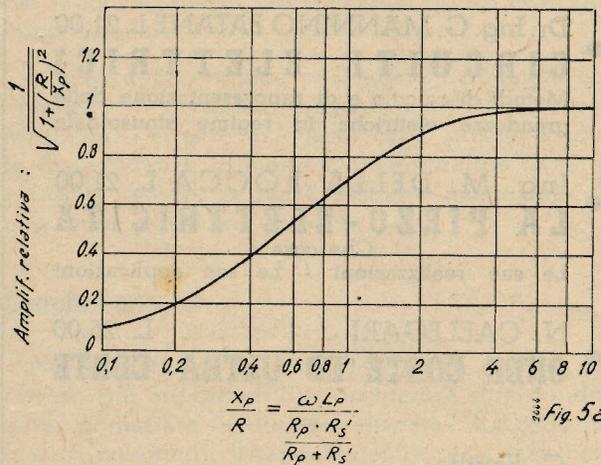



Fig. 5a

che è rappresentato graficamente in fig. 5*b* in funzione della frequenza. Con la stessa legge varierà la risposta del trasformatore alle frequenze elevate della gamma. *La tensione di uscita si riduce al 70,7% del suo valore massimo (cioè di 3 db) alla frequenza che rende eguali la reattanza dispersa e la somma di resistenze* R_p *ed* R_s'.

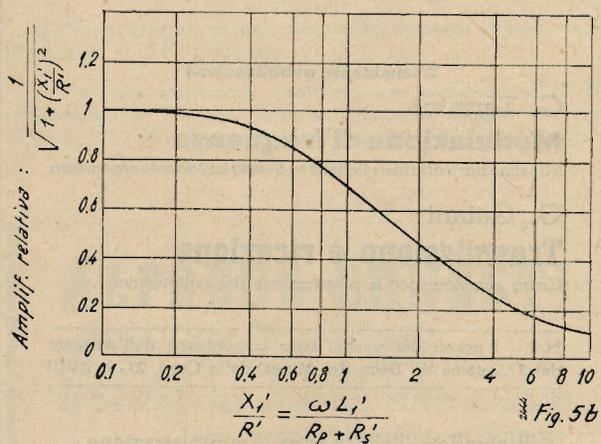



Fig. 5b

Da quanto sopra si deduce un semplice metodo per determinare a priori la caratteristica di risposta di un trasformatore di uscita. E' sufficiente conoscere *la resistenza degli avvolgimenti*, *l'induttanza primaria*, *l'induttanza dispersa* ed il *rappor-*

to di trasformazione per tracciare con buona approssimazione di frequenza del trasformatore.

Il rapporto di trasformazione si deduce dal numero di spire dei due avvolgimenti: la resistenza degli avvolgimenti si misura con i noti comuni sistemi; l'induttanza primaria deve essere misurata con secondario aperto e facendo passare nel primario una corrente continua eguale alla corrente anodica del tubo. Il ponte di Hay è particolarmente adatto a questo scopo. L'induttanza dispersa si misura con un comune ponte a 1000 Hz: il suo valore totale riportato al primario è dato dalla misura dell'induttanza primaria con secondario in cortocirciuto.

Coefficiente di dispersione

In base alle definizioni ora date possiamo scrivere le espressioni della frequenza massima e della frequenza minima della caratteristica di risposta di un trasformatore:

$$\omega_{min} L_p = \frac{R_n + R_s'}{R_p \cdot R_s'} \qquad (4)$$

$$\omega_{max} L_1' = R_n + R_s' . \qquad (5)$$

Dividendo la (5) per la (4) avremo:

$$\frac{\omega_{max}}{\omega_{min}} = \frac{\left(1 + \frac{R_s'}{R_p}\right)^2}{\frac{R_s'}{R_p}} \frac{L_p}{L_1'} . \qquad (6)$$

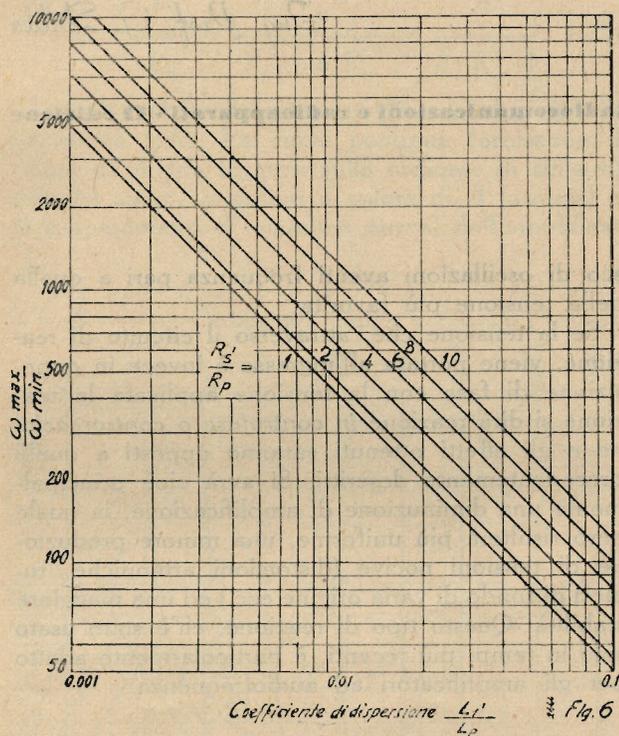
Il fattore

$$\frac{L_p}{L_1'}$$

del secondo membro è l'inverso del *coefficiente di dispersione* che si definisce: *rapporto tra la induttanza dispersa totale riportata al primario e l'induttanza primaria*. Il coefficiente di dispersione determina quindi il rapporto tra le frequenze estreme della caratteristica di risposta, se si considera costante il rapporto tra la resistenza totale del primario e la resistenza totale riportata sul primario. In altri termini possiamo dire che *tutti i trasformatori aventi lo stesso coefficiente di dispersione L_1'/L_p posseggono caratteristiche di frequenza eguali indipendentemente dalla resistenza su cui essi sono collegati, qualora rimanga costante il rapporto R_s'/R_p tra la resistenza riportata e la resistenza primaria.*

Risulterà istruttivo esaminare il grafico di fig. 6 che si riferisce alla espressione (6); il rapporto $\omega_{max}/\omega_{min}$ è stato tracciato in funzione del coefficiente di dispersione L_1'/L_p, ponendo come parametro R_s'/R_p. E' posto chiaramente in evidenza che a parità di coefficiente di dispersione la ca-

ratteristica risulterà più estesa per maggiori valori di R_s'. Con un triodo come tubo finale notoriamente la massima potenza di uscita si ricava per $R_s'/R_p = 2$; però usando un valore maggiore di R_s' si può ottenere una caratteristica di risposta più estesa. Ciò è spiegato dal fatto che l'aumento

Fig. 6

R_s' estende la caratteristica verso le frequenze elevate più di quanto la riduca alle frequenze basse.

Fattori costruttivi che influenzano il valore del coefficiente di dispersione

Più che dalle dimensioni del trasformatore il coefficiente di dispersione dipende dalle sue proporzioni. Infatti una trasformatore di grandi dimensioni avrà certamente una induttanza primaria elevata ma contemporaneamente possiederà una elevata induttanza dispersa. Al contrario un trasformatore di piccole dimensioni avrà una caratteristica mediocre alle basse frequenze essendo bassa la sua induttanza primaria, ma contemporaneamente darà una buona risposta alle frequenze elevate essendo diminuito il coefficiente di dispersione.

Per ridurre il coefficiente di dispersione si attuano i seguenti accorgimenti:

1) Avvolgimento intercalato del primario e del secondario, ed opportuno proporzionamento dello spazio riservato a ciascun avvolgimento.

2) Eliminazione della magnetizzazione continua con disposizione di tubi in opposizione o con circuiti di compensazione.

3) Impiego di materiale magnetico ad elevata permeabilità.

Il primo accorgimento riduce considerevolmente il flusso disperso e quindi anche la reattanza dispersa totale. Analoghi effetti possono essere ottenuti dimensionando opportunamente lo spazio occupato dai due avvolgimenti (2).

Con l'eliminazione della componente continua di magnetizzazione si può usare un traferro molto ridotto ed ottenere quindi un valore elevato della induttanza primaria. Questo accorgimento non influisce però sul valore del flusso disperso ma infine, per il maggiore valore dell'induttanza primaria, il coefficiente di dispersione si riduce in misura apprezzabile.

L'induttanza primaria può essere aumentata con l'impiego di materiale magnetico ad elevata permeabilità. Pertanto in questo caso, poichè a parità di induttanza primaria il trasformatore avrà dimensioni minori, si potrà ottenere anche una diminuzione del flusso disperso.

Conclusione (3)

Nel progetto di un trasformatore di uscita i parametri più importanti da considerare sono l'induttanza primaria e l'induttanza dispersa. Essendo noti detti parametri, il rapporto spire, e la resistenza dei due avvolgimenti, si può tracciare la caratteristica di risposta del trasformatore in funzione della frequenza: ciò può essere fatto con buona precisione con l'aiuto dei grafici di fig. 5 e 6. Per un determinato rapporto tra la resistenza totale del circuito primario e la resistenza riportata l'estensione della gamma nella quale la risposta del trasformatore si può ritenere costante, dipende esclusivamente dal coefficiente di dispersione.

(2) Per le espressioni dell'induttanza dispersa vedere anche: l'Antenna, n. 5-6, 1942, pag. 91.

(3) Per una trattazione completa sui trasformatori di BF, rimandiamo a Wireless Engiueer, Giugno, Luglio e Agosto 1937: E. T. Wrathall, Audio Frequency Transformers.

REAZIONE IN CONTROFASE O CONTROREAZIONE

2453/17

Ing. Prof. G. Dilda

Da "Radiotecnica,, II Volume - Radiocomunicazioni e radioapparati - II edizione

Generalità. — Se una frazione della tensione di uscita di un amplificatore, comprendente uno o più stadi, viene riportata all'ingresso di esso, si ha un accoppiamento reattivo o *reazione*. Tale accoppiamento si è in un primo tempo studiato ed impiegato per ottenere, come s'è già visto, un aumento dell'amplificazione o addirittura l'innesco delle oscillazioni (1). In tal caso, e supposto che non si abbia innesco di oscillazioni, è evidente che la reazione ha per effetto l'esaltazione di quei segnali che vengono particolarmente favoriti o addirittura prodotti (distorsioni armoniche - rumori di fondo di varia origine, ecc.) nell'amplificatore stesso.

Supponiamo ad esempio che un amplificatore costruito per amplificare uniformemente tutte le tensioni aventi frequenze comprese entro una certa gamma non soddisfi pienamente a tale scopo cosicchè in realtà vi sia una particolare frequenza più favorita delle altre. A parità di tensione d'ingresso la tensione di uscita è più grande per la frequenza favorita e attraverso l'accoppiamento reattivo verrà riportata all'ingresso una tensione che, già più grande in corrispondenza di tale frequenza, verrà ulteriormente esaltata. Perciò il rapporto fra la tensione di uscita massima e quella media risulterà, per effetto della reazione, aumentato, con un peggioramento dell'uniformità di amplificazione.

Nel caso dell'amplificazione selettiva il fenomeno si produce ugualmente ed è da considerare utile invece che danonso perchè aumenta l'acutezza di risonanza del circuito. Perciò la reazione viene usata nei circuiti amplificatori a radiofrequenza (selettivi) e non in quelli ad audiofrequenza in cui si richiede un'amplificazione uniforme.

La reazione in fase aumenta altresì l'instabilità del circuito cosicchè piccole cause possono determinare grandi variazioni di amplificazione e, se l'accoppiamento è troppo forte, addirittura l'innesco di oscillazioni aventi frequenza pari a quella della tensione più favorita.

Se la tensione che, attraverso il circuito di reazione, viene portata all'ingresso è invece in opposizione di fase con la tensione applicata la reazione si dirà reazione *in controfase* o *controreazione* e gli effetti ottenuti saranno opposti a quelli precedentemente descritti. Si avrà cioè principalmente una diminuzione di amplificazione, la quale però risulterà più uniforme, una minore produzione di tensioni nocive (distorsioni armoniche, rumori di fondo di varia origine ecc.) ed una maggiore stabilità. Questo tipo di reazione, ch'è stato usato solo in tempi più recenti, è particolarmente adatto per gli amplificatori ad audiofrequenza.

●

Riduzione dell'amplificazione causata dalla controreazione. — Consideriamo un amplificatore di cui sia A l'amplificazione in assenza di controreazione e indichiamo con b (coefficiente di controreazione) la frazione della tensione di uscita V_u che viene riportata all'ingresso in modo da opporsi

$$A = \frac{V_u}{V_g} \; ; \quad b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \; ; \quad A' = \frac{V_u}{V_e} = \frac{A}{1 + bA}$$

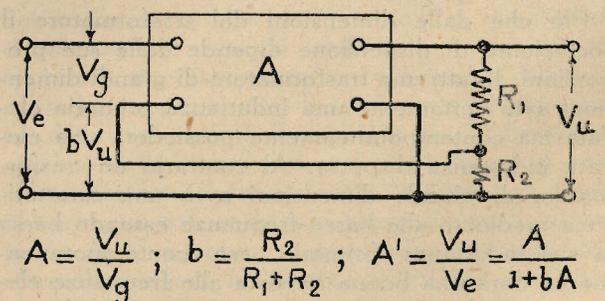



Fig. 1

alla tensione di entrata V_g. In fig. 1 è rappresentato lo schema di principio del circuito e in esso, la tensione di controreazione è ottenuta mediante il partitore di tensione formato dalle risistenze R_1 ed R_2.

Se ora desideriamo che la tensione di uscita rimanga di uguale valore occorrerà applicare all'amplificatore una tensione più grande pari a $V_g + b\,V_u = V_e$; perciò, mentre l'amplificazione

(1) Per ottenere tale scopo è necessario che la tensione riportata all'ingresso, attraverso all'accoppiamento reattivo, sia in fase con quella applicata, perciò tale reazione si chiama *reazione in fase*.

senza controreazione è data da:

$$A = \frac{V_u}{V_g},$$

con controreazione essa è invece:

$$A' = \frac{V_u}{V_e} = \frac{V_u}{V_g + b\,V_u} = \frac{A}{1 + b \cdot A} \qquad (120)$$

Il grafico di fig. 2 risolve per diversi valori *di b* la equazione (120). Le curve continue forniscono il valore di A' (da leggersi sulle ordinate di sinistra) allorchè siano conosciuti il valore di A (ascissa) e di b (parametro di ciascuna curva) dell'amplifica-

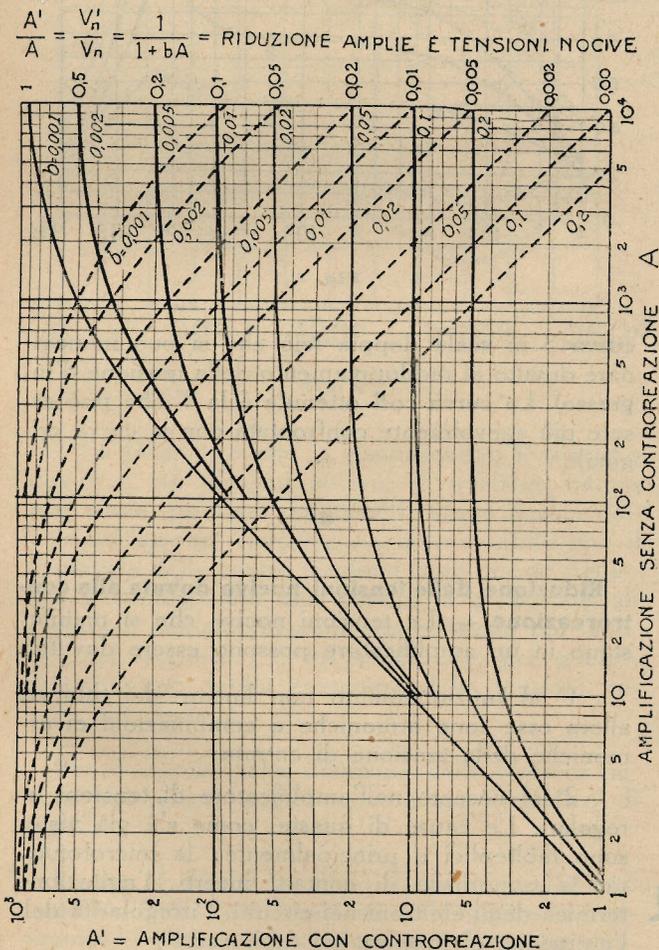



Fig. 2

zione $\frac{A'}{A}$ che deve esser letto sulle ordinate di destra.

La (120) e il grafico relativo indicano appunto che per effetto della controreazione l'amplificazione è diminuita. Si può inoltre notare che se il termine $b \cdot A$, che chiameremo *grado di controreazione*, è grande a confronto dell'unità si ha approssimativamente:

$$A' = \sim \frac{A}{b \cdot A} = \frac{1}{b}. \qquad (120')$$

Ciò significa che, se il grado di controreazione è abbastanza grande, l'amplificazione non dipende più dagli elementi che compongono l'amplificatore ma unicamente dal coefficiente di controreazione b il cui reciproco misura l'amplificazione effettivamente ottenuta A'. Perciò le curve di figura 2 al crescere di A e quindi di bA tendono a divenire orizzontali.

Quello sopra esaminato è il sacrificio che si fa applicando la controreazione, dobbiamo ora illustrare quali sono i vantaggi che si ottengono. Essi, come si è già accennato, consistono essenzialmente:

1° in un *miglioramento della uniformità di amplificazione* ossia in un'estensione della gamma di frequenza ugualmente amplificate;

2° in una minore produzione di tensioni nocive (cioè non presenti nella tensione di ingresso) ossia in una *minore distorsione di non linearità* (minore produzione di tensioni armoniche) e in una *minore produzione di rumore di fondo proprio.*

●

Miglioramento della caratteristica di frequenza dovuta alla controreazione. — Per quanto si riferisce al miglioramento della uniformità di amplificazione basta osservare che ciò risulta immediatamente dalla (120') che, al limite, fornisce per A' una relazione indipendente dalla frequenza anche se A dipende da essa a condizione: 1° che b sia costante al variare di f, 2° che $B \cdot A > 1$, cioè che in tutto il campo delle frequenze considerate:

$$A > \frac{1}{b} = A'. \qquad (121)$$

La controreazione ha quindi l'effetto di spianare la curva livello-frequenza riducendo molto l'amplificazione ove essa è grande riducendola meno ove essa è minore. Essa però non può intervenire a ingrandire l'amplificazione ove essa è già minore di A' giacchè per ottenere ciò occorrerebbe, non già una controreazione, ma una reazione in fase.

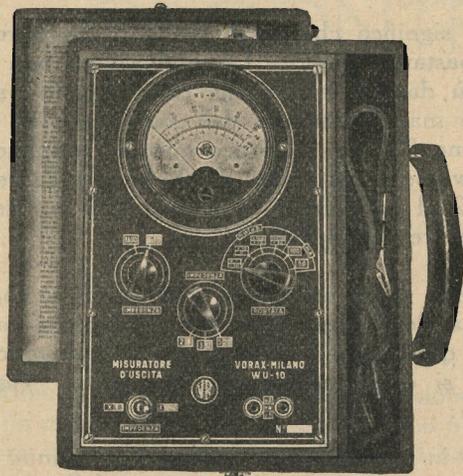
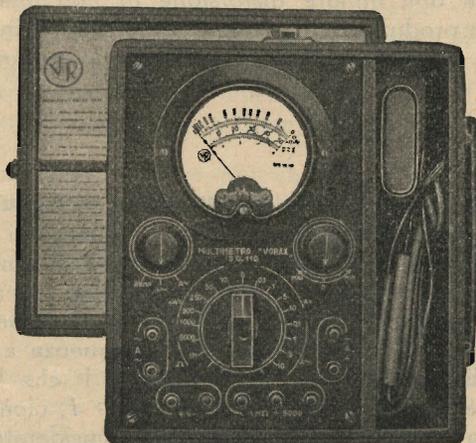
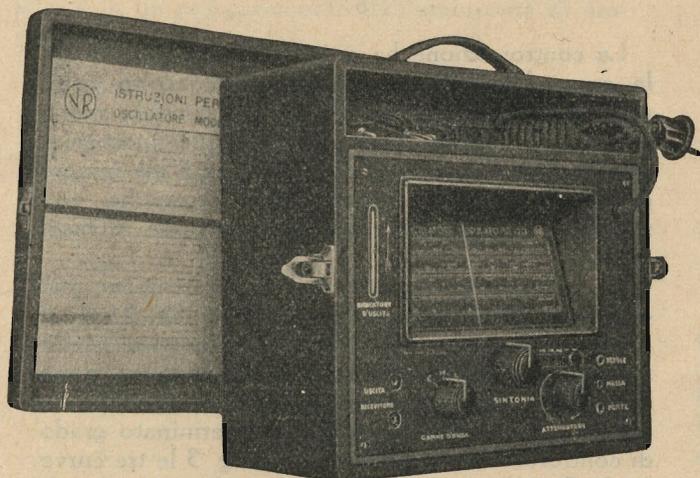
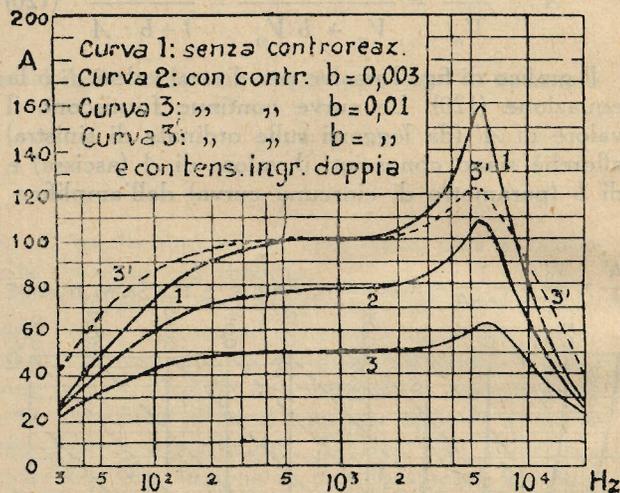
In questo senso l'effetto della controreazione può essere valutato mediante il grafico di fig. 2 con il quale conoscendo per es. la caratteristica livello frequenza di un amplificatore senza controreazione è possibile ricavare la corrispondente caratteristica che si ottiene introducendo un determinato grado di controreazione. Così per es. in fig. 3 le tre curve 1, 2, 3 indicano rispettivamente il guadagno di un amplificatore a trasformatore senza controreazione e con un coefficiente di controreazione b pari rispettivamente a 0,003 e 0,01. Si noti che tali

coefficienti sono piccoli giacchè moltiplicati per il valore medio dell'amplificazione A pari a 100 forniscono un grado di controreazione rispettivamente di 0,3 e 1. Quandi le (120') e (121) non sono soddisfatte e si deve pertanto applicare la (120); tuttavia il miglioramento ottenuto è già manifesto ed in fig. 3 esso è messo in evidenza riportando la

Fig. 3

curva 3 in scala doppia (ciò che si può immaginare dovuto al raddoppiamento della tensione d'ingresso). La curva così ottenuta è la 3' che può essere più agevolmente confrontata con la curva originale 1.

●

Riduzione delle tensioni nocive dovuta alla controreazione. — Le tensioni nocive che si manifestano in un amplificatore possono essere dovute:

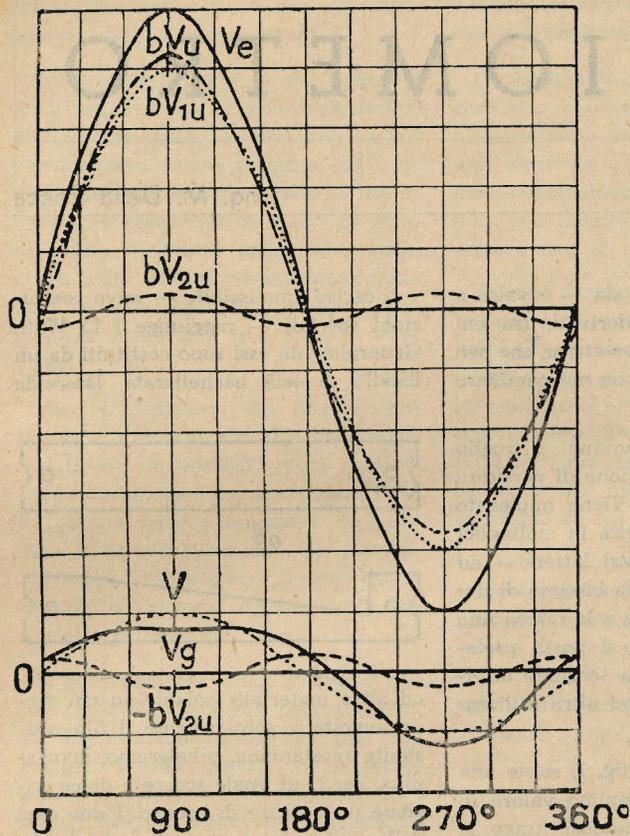
1° al funzionamento non lineare dei tubi ed allora esse sono armoniche o combinazioni di armoniche della tensione di entrata;

2° al nascere nell'amplificatore di tensioni irregolari. Le cause di queste, come s'è già visto, sono molteplici e principalmente: la microfonicità, la rumorosità di contatti incerti, l'agitazione termica degli elettroni nei circuiti, l'irregolarità dell'emissione elettronica nei tubi, ecc.

Indichiamo con V_n la tensione nociva all'uscita di un amplificatore senza controreazione con V_n' quella che si ha allorchè sia applicata la controreazione. Una parte $b\,V_n'$ di quest'ultima viene applicata all'ingresso e, amplificata, si ritrova all'uscita in opposizione con la V_n prodotta lungo l'amplificatore, si avrà perciò:

$$V_n' = V_n - b\,V_n' \cdot A;$$

$$V_n' = \frac{V_n}{1 + b\,A} \,. \qquad (122)$$

Fig. 4

La (122) dice che la distorsione o il disturbo dovuti a tali tensioni nocive, di qualsiasi natura esse siano, risultano ridotti nella stessa misura dell'amplificazione. Perciò è da notare subito che il vantaggio della contro reazione sotto questo riguardo, è condizionato alla possibilità di portare all'ingresso dell'amplificatore una tensione più grande; nel rapporto $1 + bA$ senza che, per questo, tale tensione debba contenere delle tensioni nocive più grandi.

Per il calcolo della riduzione delle tensioni nocive può essere usato nuovamente il grafico di fig. 2.

La fig. 4 illustra, a titolo di esempio, l'effetto suddetto della controreazione sulla distorsione armonica. Nella riga in basso di tale figura la sinusoide punteggiata ed indicata con V rappresenta la tensione che si immagina applicata all'ingresso dell'amplificatore senza controreazione. Supponiamo che tale amplificatore introduca una distorsione di seconda armonica (in figura supposta pari a $\sim$ 6,5 %).

Allora, immaginando di applicare la controreazione, una frazione bV_u della tensione di uscita (indicata in fig. 4 con la curva a punto e tratto) sarà applicata all'ingresso. Essa avrà la stessa forma della tensione di uscita e pertanto, nell'ipotesi fatta, sarà somma di una componente fondamentale bV_{1u} (punteggiata in fig. 4) e di una componente di seconda armonica bV_{2u} (segnata con linea a tratti). Per ottenere la stessa tensione di uscita anche con la controreazione occorre applicare una tensione d'ingresso V_e, che supponiamo sempre sinusoidale, assai più grande e cioè pari alla tensione d'ingresso precedente V aumentata della bV_{1u}. Naturalmente, come risulta ovvio anche osservando lo schema di fig. 1, la tensione V_g, effettivamente applicata all'ingresso dell'amplificatore, è la differenza fra V_e e bV_u. Tale differenza è riportata con linea continua nella riga in basso della fig. 4 ed indicata con V_g. Essa risulta deformata in senso opposto alla bV_u.

La tensione indicata in fig. 4 con bV_u si sarebbe ottenuta nell'ipotesi che la tensione applicata alla griglia fosse sinoidale. In realtà invece, come si è visto, essa non lo è più e risulta deformata in senso opposto a quello della tensione di uscita in modo da compensare in parte l'effetto dovuto alla causa deformatrice.

Perciò l'aspetto delle tensioni viene totalmente modificato rispetto a quello indicato in fig. 4.

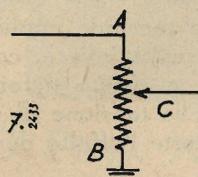
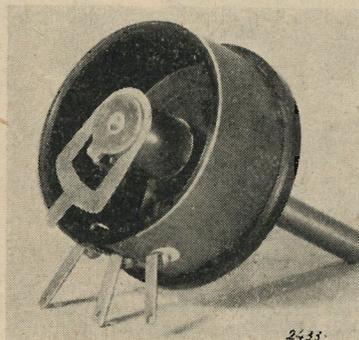
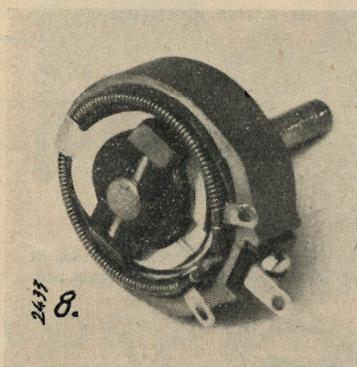
Naturalmente, come in ogni fenomeno a reazione, la distorsione non può mai essere completamente eliminata perchè è a causa della distorsione della tensione di uscita che anche la tensione di entrata risulta distorta in senso contrario.

(Continua)

IL POTENZIOMETRO

2433/14 (continuazione vedi N. 11-12) Ing. M. Della Rocca

IL POTENZIOMETRO PER USI RADIO

Ci siamo fin qui dilungati ed abbiamo descritto il vero e proprio *potenziometro.*

Ma esiste un altro piccolo istrumento che nella radiotecnica è comunemente designato con questo nome, benchè molto impropriamente. Questo nome è acquisito ormai universalmente e

non saremo certo noi a proporre di cambiarne la denominazione od a suggerire quello di *graduatore di potenziale,* così come fu fatto tempo addietro.

Il suo impiego in radio ed in elettroacustica è talmente generalizzato che il nome — errato che sia — è valso a creare una serie di derivati, fra cui quello di *presa potenziometrica,* che ben difficile sarebbe oggi poterne cambiare la denominazione.

Il potenziometro, dunque, è quello strumento che ha funzione di *partitore variabile di tensione.* Viene impiegato in alta e bassa frequenza in molteplici circuiti — noti ai nostri lettori — ed in generale ove si abbia bisogno di derivare fra una tensione e la massa una resistenza dalla quale si possa prelevare una frazione della tensione originale per convogliarla ad altra utilizzazione.

Fra il punto *A* e *B* (fig. 7) esiste una d.d.p. che ha il suo minimo valore in *B*, il cursore *C*, spostandosi lungo la resistenza *A B* raccoglie una parte minima o massima di questa d.d.p. a seconda che si trovi più presso o più lontano dal punto *B*, che generalmente è connesso alla massa, od al punto elettricamente zero.

I potenziometri in uso nella radiotecnica si suddividono in due gruppi a seconda del tipo di costruzione: a filo e chimici.

Quelli a filo (fig. 8) sono costruiti per valori che non oltrepassano mai 0,25 MΩ, abitualmente però i tipi che si trovano in commercio raggiungono il valore di 0,05 MΩ.

Il carico ammissibile — salvo costruzioni speciali — raggiunge i 15 Watt. Generalmente essi sono costituiti da un listello di tela bachelizzata, lateroide

od altro materiale isolante su cui viene avvolto a spire serrate il filo resistente (costantana, nikelcromo, manganina, ecc.) sul quale scorre a dolce frizione un cursore di bronzo. I due capi della resistenza sono collegati ai terminali di testa ed il cursore al terminale centrale dello strumento. A seconda della utilizzazione cui sono destinati, questi avvolgimenti sono eseguiti su listelli rettangolari o sagomati (fig. 9). Tale differenza è fatta per ottenere una variazione della attenuazione o del guadagno con andamento lineare (curva « a »), logaritmica (curva « b »), o dei due sistemi accoppiati.

Le curve di variazione relative sono illustrate in fig. 10.

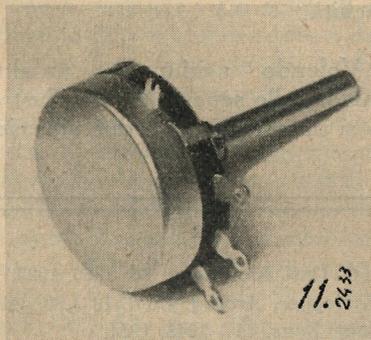
Tanto nel tipo lineare che in quello logaritmico l'avvolgimento è sempre

fatto come detto prima con un unico filo resistente a spire serrate.

Solo nel tipo misto — che prende i nomi più svariati di *semi-logaritmico, pseudo-logaritmico, semilineare*, ecc. — l'avvolgimento viene eseguito con 2 tipi di filo — a sezione uguale — ma di differente resistività in modo da ottenere una variazione molto lenta nella prima metà della corsa e molto rapida nella seconda metà, così come illustrato dalla curva (fig. 10 - «c») o viceversa.

Per l'utilizzazione nei circuiti ove circolano correnti di alta frequenza, oppure ove la sensibilità degli stadi di un amplificatore è talmente spinta che si possono temere fenomeni di induzione e di accoppiamento, gli avvolgimenti dei potenziometri possono essere eseguiti col sistema Ayrton-Perry per renderli antiinduttivi.

Il potenziometro a filo, quando è ben realizzato, è l'ideale dei potenziometri, ma disgraziatamente esso non può raggiungere i valori elevati che la radiotecnica richiede e che raggiungono i 2 MΩ. Per tali valori o bisognerebbe ricorrere a misure ingombro non tollerabili dagli apparecchi che li utilizzano o adottare fili di calibro talmente ridotto da renderne impossibile la lavorazione e l'uso con cursore strisciante. Si è ricorso in alcuni casi al contatto indiretto del cursore, ma questo sistema non ha molto soddisfatto, perchè la regolazione non è graduale e fine come quella che si ottiene col contatto diretto.

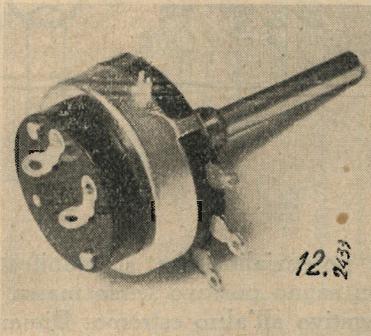
11. 2433

Per ottenere valori elevati si è ricorso alle resistenze chimiche, che ne permettono il raggiungimento con superfici modeste, e quindi si sono potuti realizzare potenziometri del valore di 1 e 2 MΩ di dimensioni ridottissime (figura 11).

Essendo però, tali potenziometri — nella quasi totalità — a contatto diretto del cursore con l'elemento resistente chimico, la costruzione della parte resistente è risultata delicata e difficoltosa.

Generalmente l'elemento resistente è costituito da un supporto sul quale viene distribuito a spruzzo o per colata una soluzione a base di grafite colloidale, opportunamente trattata e mescolata, per ottenere la perfetta amalgamatura con il materiale di supporto.

Questi elementi resistenti debbono possedere i requisiti della inalterabilità agli agenti atmosferici, e particolarmente alla umidità; allo sfregamento, dato che il contatto del cursore strisciante potrebbe deteriorarli o far variare il valore delle resistenze; al calore, dato che quasi sempre essi sono sottoposti ad un certo carico.

Debbono inoltre avere una certa resistenza meccanica per poterli agevolmente montare e fissare a mezzo di rivetti e chiodini alle basette che sostengono la parte meccanica; debbono essere tarati accuratamente al valore ed al tipo di variazione prescelto.

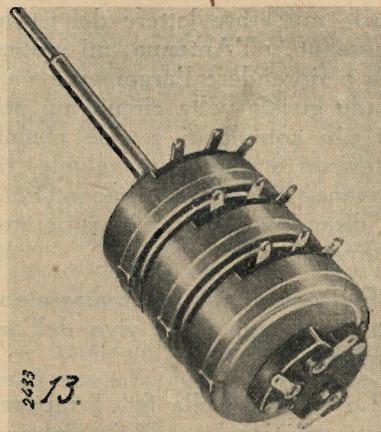
12. 2433

Si intuisce facilmente che questa lavorazione non è alla portata di tutti e che solo una lunga esperienza, una larghezza di mezzi ed una accuratezza di fabbricazione e di controlli possono fornire un prodotto tecnicamente buono e perfetto.

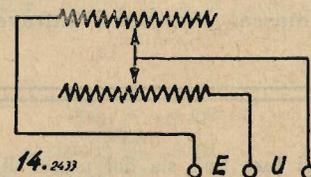
Contrariamente a quanto è stato detto per quelli a filo, sono i valori molto bassi che trovano qui difficoltà di realizzazione, dato che il materiale chimico resistente non può essere diluito oltre una certa misura, senza pregiudicare la perfetta coesione col materiale di supporto e quindi assicurare la durata e la qualità dell'elemento.

I valori che generalmente sono impiegati vanno da 5.000 Ω a 2 MΩ e solo con accorgimenti speciali si raggiungono valori più bassi fino all'ordine dei 500 Ω.

Il carico cui possono essere sottoposti va da 0,75 a 2 Watt a seconda dei tipi, si possono raggiungere i 4 Watt con costruzioni speciali che utlizzano supporti ceramici e particolari adattamenti per la dissipazione del calore.

I potenziometri ad elemento chimico non sono induttivi, possono quindi essere impiegati in qualsiasi circuito.

Per semplificare i montaggi degli apparecchi ed evitare eccessive quantità di parti staccate nei montaggi si sono adattati ai potenziometri interruttori e deviatori (fig. 12), che vengono comandati dall'istesso albero che comanda il cursore e che lavorano per rotazione o per pressione. Sono stati anche realizzati serie di 2, 3 ed anche 4 potenziometri montati in tandem ed i cui cursori sono comandati da un albero unico (fig. 13).

2433 13.

L'accoppiamento a tandem di due potenziometri di valore appropriato può anche fornire un sistema di attenuatore del tipo ad *L* (fig. 14) che può garantire una impedenza costante dal lato entrata con un errore di ± 10 %. Questo piccolo istrumento, che ha raggiunto oggi una diffusione importante ed il cui consumo si calcola, nel nostro paese, già per numeri a sette cifre, ha risoluto problemi importanti su circuiti complessi e con ingombri ridotti. La tecnica però non si è fermata al punto in cui si trova e sono continui i perfezionamenti che le case costruttrici appor-

14. 2433

RICEVITORI BIVALVOLARI E TRIVALVOLARI

2443/6

Doll. De Stefani

L'interesse suscitato dal mio precedente articolo « Ricevitori monovalvolari », come testimoniano le numerose lettere dei lettori pervenute all'Antenna, mi induce ora a riprendere l'argomento trattando questa volta circuiti un poco più complicati e cioè piccoli ricevitori a due e tre valvole, riservando ad un prossimo articolo la disamina dei circuiti supereterodina.

Fatta questa breve premessa entro direttamente nel vivo dell'argomento.

Lo schema della fig. 1 rappresenta un piccolo radioricevitore a batterie costituito da due stadi di cui uno rivelatore che si può identificare con quello pure di fig. 1 dell'articolo sopra citato.

A tale valvola ne è accoppiata una seconda amplificatrice in bassa frequenza ed il relativo collegamento viene effettuato appunto con un trasformatore di bassa frequenza. Il secondario di tale trasformatore, connesso con un capo alla griglia della valvola finale, ha l'altro capo collegato direttamente al negativo della batteria anodica la quale però non è connessa con tale estremo direttamente alla massa, ma bensì attraverso una resistenza di determinato valore shuntata da un condensatore di elevata capacità. Un tale sistema ci permette infatti di polarizzare negativamente la griglia della valvola finale senza bisogno di batterie ausiliarie, poichè la corrente anodica, per ritornare al circuito di alimentazione (in questo caso la batteria) deve attraversare la suddetta resistenza stabilendo ai suoi capi una differenza

Fig. 1

di potenzialità che si manifesta con segno positivo verso massa e negativo all'altro estremo. Dimensionando in modo opportuno il valore di detta resistenza si può ottenere una tensione negativa eguale a quella necessaria alla polarizzazione di una o più valvole i cui vari rispettivi ritorni dei circuiti di griglia possono esservi direttamente connessi.

Ecco come va effettuato il calcolo di una tale resistenza; prima di tutto bisogna determinare la corrente anodica complessiva del ricevitore che, nel caso ora preso in esame, possiamo stabilire in 5 *mA* per la rivelatrice e 12 *mA* per la finale; cioè in totale 17 *mA*. Se ora per polarizzare la valvola finale occorrono ad es. 9 volt la resistenza dovrà avere per la legge di Ohm $9/0{,}017 = 530$ ohm. Come si vede il metodo è di una estrema facilità.

Volendo aggiungere un'altra valvola allo schema or ora illustrato si possono seguire due vie; cioè

---

tano ai loro tipi, sia dal punto di vista meccanico che elettrico.

Fino a qualche anno fa noi eravamo forti importatori di questi piccoli istrumenti, ma la serietà della nostra produzione e la accuratezza di lavorazione che si è raggiunta ha contribuito enormemente a svincolarci anche da questa servitù straniera.

NOTA - *La fotografia del* potenziometro Pasqualini *è dovuta alla cortesia delle Off. Galileo di Firenze, e quelle dei potenziometri per uso radio alla S. A. Lesa Costruzioni Elettromeccaniche di Milano.*

· BIBLIOGRAFIA

C. V. Drysdale, Phil. Mag. 17 - 402, 1909.
W. W. Macalpine, P.I.R.E. 18 - 1144, 1930.
A. Larsen Elekt. Zeits. 31 - 1039, 1910.
Off. Galileo, Notizie per Lab. Scient. I - 29, 1920.
H. Schering and E. Alberti Archiv. f. Elektrot. 2 - 263, 1914.
A. E. Kennelly and E. Velander Jour. Frank. Inst. 188 - 1, 1919.
D. C. Gall, Electrician 90 - 360, 1923.
W. Geyger, Arch. f. Elek. 13 - 80, 1924.
Elekt. Zeits. 45 - 1348, 1924.
P. O. Pedersen, Electrician 83 - 523, 1919.
E. C. Wente, Jour. A.I.E.E. 40 - 900, 1921.
C. V. Drysdale, Electrician 71 - 687, 1913 - 75, 157, 1915.
C. Déguisne, Archiv. f. Elekt. 5 - 303, 1917 - 5 - 375, 1917.
T. Spooner, J.O.S.A. e R.S.I. 12 - 217, 1926.
W. W. Malcapine, Phys. Rev. 33 - 284, 1929.
Lesa S. A., Potenziometri - 1939.

il nuovo tubo può essere utilizzato come amplificatore ancora in bassa frequenza con che si otterrà il circuito di fig. 2; oppure lo stadio aggiunto potrebbe funzionare in alta frequenza ottenendosi così lo schema di fig. 3.

Fig. 2

Ambedue questi circuiti hanno valvole a riscaldamento indiretto e sono quindi atti a funzionare in corrente alternata; necessita naturalmente un alimentatore per la

Fig. 3

corrente anodica. Lo schema di principio di tale alimentatore è dato in fig. 4 e a seconda che debba servire per l'apparecchio di fig. 2 oppure per quello di fig. 3 deve avere caratteristiche leggermente differenti. Nel primo caso infatti il trasformatore di alimentazione deve avere il secondario di alta tensione a 400 volt. con presa intermedia, l'impedenza di filtro avrà circa 500 o 600 ohm di resistenza e l'altoparlante sarà del tipo magnetico. Nel secondo caso invece tale secondario deve poter dare 320 volt per ciascuno dei due rami da cui è costituito, mentre l'altoparlante sarà un dinamico e l'impedenza di filtro costituita dall'avvolgimento di campo del dinamico stesso con un valore resistivo di 2000 o 2500 ohm.

Ritornando allo schema di fig. 2 si può osservare che il collegamento fra i vari stadi di bassa frequenza, anzichè a trasformatore, è ora effettuato a resistenza-capacità. Vi è cioè fra la placca di una valvola e la griglia della successiva un condensatore di capacità opportuna che, mentre blocca la corrente continua di alimentazione permette invece il trasferimento della frequenza acustica da ciascun tubo a quello seguente; naturalmente sia nel circuito di placca che in quello di griglia di ciascuna valvola sono inserite delle resistenze di carica dal valore delle quali dipende in certo qual modo il grado di amplificazione dei vari stadii.

Fig. 4

E' intuitivo, e lo si potrebbe dimostrare anche matematicamente, che per un valore delle resistenze sia infinito che nullo, il riferimento scende a zero. La migliore utilizzazione la si avrebbe con una resistenza anodica di valore pari alla resistenza interna della valvola a cui è applicata, ma poichè in questo caso è solo necessario che l'amplificazione di tensione sia la più elevata possibile e non interessa il trasferimento della potenza massima da uno stadio all'altro, si adotteranno dei valori di resistenza che all'atto pratico vengono ad essere quelli indicati nello schema.

L'induttanza d'aereo necessaria alla realizzazione di questi due primi circuiti che abbiamo preso in esame può essere quella descritta sul N. 3 dell'Antenna corr. anno a pag. 50 e rappresentata in fig. 3.

L'altra soluzione a cui si è appunto accennato riguarda invece l'aggiunta della terza valvola quale amplificatrice in alta frequenza

Si hanno in tal caso due circuiti oscillanti accordati ottenendosi così una selettività notevolmente maggiore mentre il tubo amplificatore in alta frequenza conferisce al ricevitore una sensibilità elevata. I due condensatori variabili sarà bene sieno montati in tandem onde avere il comando unico, però anche due variabili separati possono servire egregiamente.

Sono pure necessarie due induttanze e cioè una per il circuito di

aereo e l'altra per quello intervalvolare; ambedue vanno avvolte su tubo di cartone bachelizzato del diametro di 20 mm. lungo circa 80 mm. e col primario ad alta impedenza. Questo, per la bobina di aereo è costituito da sei strati sovrapposti di 50 spire di filo smaltato da 1/10 cui a circa 3 mm. dovrà seguire l'avvolgimento secondario. L'induttanza intervalvolare

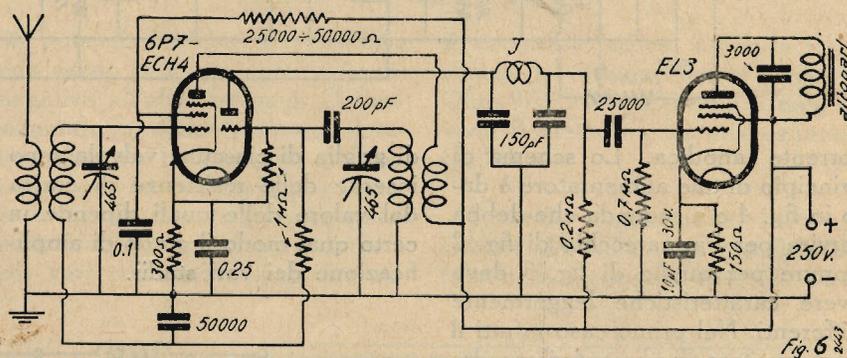
Fig. 5

avrà invece il primario costituito da 700 spire avvolte in dieci strati sovrapposti di 70 spire; fra strato e strato è bene interporre una strisciolina di carta paraffinata sottile o meglio di cellofane, la distanza fra primario e secondario è ora maggiore e cioè di circa 12 mm. I secondari di ambedue le bobine sono uguali e ciascuno comporta 145 spire di filo smaltato da 2/10 avvolte in unico strato e strettamente affiancate. Il numero esatto di spire deve però essere trovato per tentativi poichè varia a seconda della capacità massima e di quella residua del condensatore variabile impiegato.

Ultimati gli avvolgimenti si verniceranno con gomma lacca o meglio ipertrolitul in modo che le spire non abbiano a cadere o spostarsi in alcun modo.

La sistemazione delle varie parti componenti il radioricevitore deve essere eseguita razionalmente in modo da evitare accoppiamenti nocivi. Specialmente le induttanze andranno sistemate lontane l'una dall'altra e poste entro schermi di alluminio del diametro interno di almeno 40 mm. Chi ne fosse in possesso potrebbe adottare con ottimi risultati le bobine N. 1111 e N. 1112 della Geloso.

Gli schemi delle fig. 5 e 6 si riferiscono a circuiti nei quali vengono utilizzate valvole multiple; nel primo infatti una 6 NB 8 G. F.I.V.R.E. disimpegna le due complesse funzioni di amplificatrice in alta frequenza e di rivelatrice a diodo cui segue un pentodo finale di potenza di elevata sensibilità. Un tale ricevitore si presta ottimamente per la ricezione delle due o più stazioni locali che riesce a separare in modo netto data la sua notevole selettività.

Fig. 6

E' da notare che anche questo apparecchio ha le polarizzazioni negative di griglia effettuate sul ritorno anodico come per lo schema di fig. 1 e di cui si è già diffusamente trattato descrivendo tale circuito.

E' da tener presente però che ora ci sono in più per ogni circuito di polarizzazione una resistenza ed un condensatore, disposti rispettivamente in serie ed in derivazione fra il circuito di carico ed il punto di presa della tensione negativa, con funzione di filtro di livellamento. Naturalmente la connessione fra questo ricevitore e l'alimentazione di fig. 4 va effettuata nei punti contrassegnati *A* e *B* anzichè in quelli segnati più e meno, come per gli altri apparecchi descritti.

Il circuito di fig. 6 si può paragonare perfettamente a quello di fig. 3 solo che ora i primi due stadi sono assimilati in un'unica valvola doppia che può essere la 6 F 7 o 6 P 7 G FIVRE oppure una ECH 4.

E' da tener presente però che la realizzazione di tali schemi con tubi multipli è in pratica più difficoltosa che non quella dello stesso circuito effettuata con valvole separate; e ciò perchè si verificano con molta maggior facilità fenomeni di accoppiamento che si manifestano con instabilità, inneschi ecc. dovuti al fatto che i vari circuiti di stadi diversi fanno capo ad un medesimo zoccolo.

E' necessario quindi la più accurata e razionale disposizione dei vari organi e collegamenti; unitamente ad una buona schermatura che contribuirà essa pure in modo molto sensibile ad eliminare qualsiasi tendenza all'innesco.

MISURATORE UNIVERSALE PROVA-VALVOLE SELETTORE

di U. Disnau

(pubblicato nel N. 7-8 1942 XX)

244/5

ELENCO DEL MATERIALE

Pannello in bachelite cm. 36 × 23;
1 trasformatore di alimentazione 25 W. primario universale:
secondario alta tensione V. 150-2,5 mA.;
secondari bassa tensione V. 1,5-2,5-4-5-6,5-7,5-13-15-20-25-30;
1 milliamperometro a bobina mobile, resistenza interna 100 ohm, 1 mA., 100 mV. fondo scala (mA.);
1 milliamperometro a bobina mobile 15 mA. (P.V.);
1 cellula raddrizzatrice per strumenti di misura carico 5 mA. (RT. 1);
1 raddrizzatore ad ossido metallico da 0,5 Amp. (RT. 2);
1 commutatore una via 3 posizioni (K. 1);
2 commutatori rotativi a 13 contatti (K. 2 - K. 11);
1 deviatore unipolare (Garix) (K. 3);
3 interruttori a pressione (Vorax SO. 40) (K. 4-5-6);
1 commutatore 8 vie 2 posizioni (Geloso 1414) (K. 7);
2 commutatori 3 vie 3 posizioni (Geloso 2004) (K. 8-12);
1 deviatore bipolare (Garix) (K. 9);
1 commutatore 4 vie 3 posizioni (Geloso 2005) (K. 10);
1 interruttore bipolare a scatto (Garix) (I. 1);
1 potenziometro a filo 15.000 ohm alto carico 20 mA. (R. 1);
1 reostato rotativo 50 ohm con punto neutro (R. 2);
1 reostato rotativo 25 ohm con punto neutro (R. 3);
1 potenziometro a filo 50.000 ohm con interruttore (R. 4 - I. 2);
1 potenziometro a filo 5.000 ohm (R. 5);
2 pulsanti per chiusura circuiti prova capacità e resistenze;
1 condensatore a carta 2 mf.;
1 segnalatore al neon tubolare Philips attacco mignon 160 V. (S. 1);
1 lampadina micromignon V. 2,5 (S. 2);
zoccoli portavalvole in bachelite da incassare:
1 tipo europeo a 5 contatti,
1 tipo europeo a 7 contatti,
1 tipo europeo a bicchiere 5 contatti interni,
1 tipo europeo a bicchiere 8 contatti interni,
1 tipo americano a 4 contatti,
1 tipo americano a 5 contatti,
1 tipo americano a 6 contatti,
1 tipo americano a 7 contatti,
1 tipo americano universale octal per valvole in vetro o metallo;
zoccoli di valvola:
1 per valvola tipo europeo 4 piedini,
1 per valvola tipo europeo 5 piedini,
1 per valvola tipo europeo 7 piedini,
1 per valvola tipo americano a 4 piedini,
1 per valvola tipo americano a 5 piedini,
1 per valvola tipo americano a 6 piedini,
1 per valvola tipo americano a 7 piedini,
1 per valvola tipo americano a 8 piedini,
1 per valvola tipo europeo a bicchiere 8 contatti laterali;
resistenze a filo:
1 da ohm 8900 - 1 da ohm 4400 - 1 da ohm ventiduemila e 400 - 1 da ohm 500,
2 da ohm 50 - 1 da ohm 2,
1 da ohm 900 - 1 da ohm 4000 - 1 da ohm 5000,
resistenze di sciunt per mA. 5-10-50-500,
resistenze chimiche (taratura ∓ 1%) da W. 2,
1 da ohm 500.000 - 1 da ohm 250.000 - 1 da ohm 150.000 - 1 da ohm 120.000 - 1 da ohm 90.000,
mt. 3,50 cordoncino per resistenza tipo Orio (500 ohm per metro - carico 200 mA.),
mt. 4 cordoncino per resistenza tipo Orio (5000 ohm per metro - carico 75 mA.),
cm. 30 candela refrattaria filettata,
8 collarini di fissaggio per detta,
1 portalampade Edison mignon,
1 portalampade Edison micromignon,
9 bottoni bachelite a freccia,
3 bottoni bachelite ad indice,
12 boccole a serrafilo,
1 piastrina cambio tensione,
4 ponticelli per cortocircuito,
1 coppia di punte provacircuiti,
mt. 1,50 cordone ad 8 conduttori,
filo per collegamenti - viterie e minuterie varie - cassetta custodia in legno ricoperta con pegamoide.

L'ACCOPPIAMENTO D'AEREO NEI TRASMETTITORI

2447/1

Per. Ind. R. Albini

Vogliamo richiamare l'attenzione del dilettante su di un particolare della messa a punto di un trasmettitore che è di capitale importanza per l'ottenimento di tutta la potenza da esso erogabile; precisamente, considereremo l'effetto del carico costituito da un sistema accordato di aereo qualora venga accoppiato al circuito oscillante di placca di uno stadio finale. Per maggior chiarezza considereremo l'accoppiamento di un aereo artificiale che sia in grado di dissipare tutta la potenza prodotta e che abbia la stessa resistenza dell'aereo da usare. Questo aereo artificiale sarà costituito da un circuito oscillante in serie accoppiato magneticamente alla induttanza anodica, comprendente un induttanza (*L1*), una capacità variabile (*CV1*), una resistenza (*RC*) non induttiva ed un amperometro a radio frequenza (*A1*) (vedi circuito *B*).

I valori di *L1* e di *CV1* saranno tali da permettere l'accordo alla frequenza generata dal circuito *A*, mentre il loro rapporto verrà determinato con lo stabilire l'induttanza minima che permetta, come vedremo in seguito, l'accoppiamento ottimo. La *RC* sarà scelta, in relazione al sistema irradiante adottato, di valore il più prossimo alla resistenza di radiazione del sistema irradiante stesso.

Immaginiamo ora di accoppiare gradualmente l'induttanza *L1* avvicinandola alla *L* dopo di aver accordato i circuiti alla medesima frequenza. Controllando l'amperometro a radio frequenza (*A1*) osserveremo un graduale aumento della I_1 nel circuito *B* e di pari passo, potremo osservare nell'amperometro *A* un aumento graduale della *I* anodica. Ora, se l'induttanza *L1* è giustamente proporzionata arriveremo ad una posizione dell'accoppiamento oltre la quale la corrente *I1* subirà una diminuzione mentre la *I* di placca supererà, contemporaneamente, il valore ammesso per le condizioni di lavoro del tubo impiegato. In corrispondenza della posizione di accoppiamento per cui la *I1* è massima si avrà pure il massimo trasferimento di energia dal circuito *A* al circuito *B*, la quale dovrebbe anche essere la massima erogabile dal tubo stesso. In pratica questa condizione è realizzabile solo per una perfetta regolazione delle tensioni di regime e qualora sia possibile mantenere la potenza dissipata in assenza di carico ad un valore molto basso.

Vediamo ora le ragioni di questo comportamento dei circuiti considerati: esso è spiegabile col richiamo dei principi di funzionamento dei circuiti oscillanti.

Prendiamo in considerazione lo stadio *A* in assenza di accoppiamento; in risonanza l'impedenza di circuito *LCV* sarebbe, teoricamente, infinita. Infatti, considerando che, in risonanza, le due reattanze, induttiva e capacitativa, sono uguali ed in opposizione si ha, facendone il parallelo:

$$Z = \frac{XL \times XC}{XL - XC}$$ che, per $XL = XC$ sarà:

$$Z = \frac{XL \times XC}{0} = \text{infinito.}$$

Nel caso teorico, per Z = infinito, la corrente di rifornimento al circuito oscillante (rappresentato dalla *I* anodica) sarebbe, perciò nulla. In pratica, invece, non si ha mai tale risultato per la presenza di perdite nell'induttanza e nel condensatore e per le perdite provocate dall'assorbimento di energia da parte di corpi influenzati dal campo magnetico creato dall'induttanza. L'impedenza, quindi, teoricamente infinita, verrà modificata da queste perdite e sarà meglio identificata nella resistenza dinamica del circuito *LCV* ($RD = L : CR$).

Accoppiando il circuito *B* questo determinerà, con l'assorbimento di energia, una diminuzione della resistenza dinamica del circuito *LCV* con conseguente aumento della corrente anodica. Quando, variando il grado di accoppiamento, il circuito *LCV*, assmuerà una resistenza dinamica che rappresenterà il miglior carico anodico per il tubo considerato si avrà pure il maggior rendimento dello stadio. Si potrà allora computare la potenza erogata col rilievo del valore di *I1* del circuito *B*, considerando praticamente come resistenza ohmica presente la sola *RC*.

Infatti, essendo il (*B*) un circuito risonante in serie, si avrà:

$Z = \sqrt{R^2 + (XL - XC)^2}$ che, per $XL = XC$, si ridurrà:

$$Z = \sqrt{R^2} = R$$

cioè, l'impedenza di un circuito oscillante in serie si riduce alla sola resistenza ohmica. Perciò la potenza dissipata in *RC* sarà:

$$W = Rc \cdot I_1^2$$

Da quanto abbiamo visto si nota come, variando opportunamente l'accoppiamento sia possibile ottenere nel circuito anodico del tubo, per un diverso valore dell'impedenza del circuito accoppiato, l'impedenza ottima per la maggiore amplificazione di potenza. Per questa ragione l'accoppiatore d'aereo viene anche definito come « trasformatore d'impedenza ».

DALL'AEREO ALL' ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Messa a punto di un ricevitore a cristallo

Realizzato il ricevitore nel modo indicato ed inserito l'aereo e la presa di terra alle rispettive boccole, l'apparecchio dovrebbe essere in grado di funzionare.

Può succedere però che l'atteso risultato non abbia luogo ed allora è necessario iniziare un attento esame critico per assodare quali sono le cause che si oppongono al funzionamento dell'apparecchio.

Prima di tutto bisogna conoscere la distanza approssimativa che separa il ricevitore dalla stazione trasmittente e la potenza con cui questa trasmette.

Grosso modo si può dire che la ricezione può essere ancora discreta quando il numero dei chilometri di distanza corrisponde ai chilowatt di potenza della stazione.

Se poi la distanza è minore tanto di guadagnato per l'intensità di ricezione. I limiti sono piuttosto elastici anche perchè si può compensare in parte l'effetto della distanza perfezionando il mezzo di captazione ossia l'aereo.

Stabilito dunque che la mancata ricezione non dipende da un eccesso di distanza, si dovrà esaminare la banda di frequenze coperta dal ricevitore per verificare se la stazione che si vuole ricevere può azionare il circuito oscillatorio del ricevitore.

Con i dati che abbiamo precedentemente forniti per la preparazione del ricevitore, si possono ricevere frequenze comprese fra 550 KHz e 1550 KHz circa.

Se la stazione che si vuole ricevere avesse frequenza maggiore di 1550 KHz, allora potrà tornare opportuna una riduzione del numero di spire della induttanza del circuito oscillatorio; questa potrà essere portata da 80 a 60 spire.

Finalmente, certi che la distanza non è eccessiva e che la frequenza della stazione rientra nella banda della frequenza ricevibile col proprio ricevitore, si potrà iniziare la « caccia agli errori » nel proprio apparecchio.

Per prima cosa si farà una attenta verifica dei collegamenti, qualcuno di questi potrebbe essere stato scambiato, vi potrebbe essere qualche saldatura mal fatta, qualche interruzione o qualche contatto fra i vari collegamenti (corto-circuiti).

Altra cosa importante è la verifica della continuità della presa di terra e dell'aereo.

Se tutto è risultato normale si procederà alla verifica degli organi principali del ricevitore.

Si inizierà col verificare la continuità delle bobine il che si potrà fare con l'ausilio di una pila tascabile e della cuffia.

Abbiamo detto infatti che quando la cuffia viene collegata e scollegata ad una pila in essa si percepiscono dei rumori secchi ed intensi. Basterà dunque effettuare dette connessioni e sconnessioni attraverso il conduttore della bobina. Naturalmente, quando si esegue una prova su di un determinato organo è necessario che questo venga scollegato dal resto del circuito del ricevitore.

Se dunque si percepisce bene il predetto rumore e si acquista con questo la certezza che le bobine sono normali, si passerà alla verifica del condensatore variabile di accordo.

Provato nello stesso modo con la cuffia e la pila, il variabile non deve dar luogo a rumore; esso cioè *non deve offrire continuità*. Se viceversa si sente il rumore che attesta la continuità, ciò vuol dire che il condensatore è in corto-circuito ossia, con tutta probabilità, che una o più lamine mobili toccano una o più lamine fisse.

Eliminato l'eventuale contatto fra le lamine, l'ultima possibile causa di insuccesso può essere attribuita al cristallo di galena perchè la cuffia avendo già servito da prova-circuiti è fuori discussione.

Il cristallo può non essere idoneo alla rivelazione (per esempio si può aver scambiato un altro cristallo per galena), può essere semplicemente sporco, può non fare contatto con il resto del circuito. Prove elettriche è un po' difficile farle su di un cristallo, si può al più provare la continuità nei due sensi con la cuffia, ma è allora necessario usare una pila di 1 solo elemento, ossia di non più di 1,5 volt. La continuità deve esistere in un senso unico.

Durante tutte queste prove si cercheranno col « baffo di gatto », ossia col filo che appoggia per la punta sul cristallo, i punti più sensibili del cristallo stesso.

E' presumibile che dopo la citata serie di prove si siano eliminati i difetti e si incominci a percepire debolmente la trasmissione; ha inizio allora la « messa a punto » vera e propria del ricevitore.

E' anzitutto necessario che il massimo relativo della intensità di ricezione si verifichi quando il condensatore variabile si trova in una posizione intermedia della sua

corsa, se ciò non avvenisse si possono dare due casi, o che il massimo di ricezione si ha quando il condensatore è tutto chiuso ossia è al suo massimo valore di capacità; o il massimo di ricezione si ha quando il condensatore è tutto aperto ossia al suo minimo di capacità.

Nel primo caso si conclude che la frequenza del trasmettitore è minore della più bassa frequenza che il circuito oscillatorio consente di ricevere ed è allora necessario aumentare il numero delle spire della bobina relativa al circuito oscillatorio (quella che reca le 80 spire e si trova collegata al variabile). Nel secondo caso si conclude invece che la frequenza del trasmettitore è maggiore della più alta frequenza che il circuito oscillatorio consente di ricevere ed è allora necessario ridurre il numero delle spire della bobina citata. Si provi anche, in questo caso, a far uscire di un tantino la bobina d'aereo dall'altra bobina (ossia a disaccoppiare un poco il circuito d'aereo).

Se invece la ricezione era massima per un valore intermedio di capacità del variabile, si proverà a variare l'accoppiamento del circuito d'aereo introducendo in misura variabile la bobina d'aereo (quella di 35 spire) nell'altra; di solito la ricezione è più forte quando le due bobine sono interamente compenetrate ossia quando l'accoppiamento è massimo.

Infine, si prenderanno in esame i rendimenti del cristallo e della cuffia ed il criterio più semplice da seguire in questo caso è quello di provare a sostituirli.

Ottenuta così una ricezione discreta, può darsi che qualche miglioramento ulteriore si possa avere mettendo fra le due boccole della cuffia un condensatore da 2000 a 4000 $\mu\mu F$, questo dipende soprattutto dalle caratteristiche della cuffia. Così, per una cuffia di bassa resistenza (p. es. 500 Ω) il valore più adatto di capacità è 5000 $\mu\mu F$, per cuffia ad alta resistenza (4000 Ω) detta capacità sarà di 2000 $\mu\mu F$.

Altro miglioramento si può avere lavando il cristallo con alcool, basterà allo scopo immergerlo e toglierlo alcune volte tenendolo con una pinzetta da orologiaio.

Miglioramento ulteriore del ricevitore

Superate tutte le difficoltà e realizzato il piccolo ricevitore funzionante e con esso stabilito ben chiaro nella mente il complesso funzionante degli organi e del circuito, sorge inevitabilmente il desiderio di ricavare il massimo risultato possibile, si pretenderebbe di sentire oltre alla stazione locale più importante anche quella del secondo programma senza interferenze.

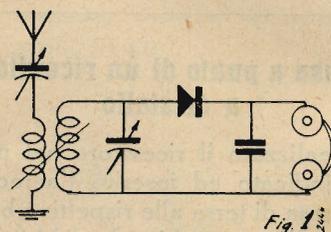
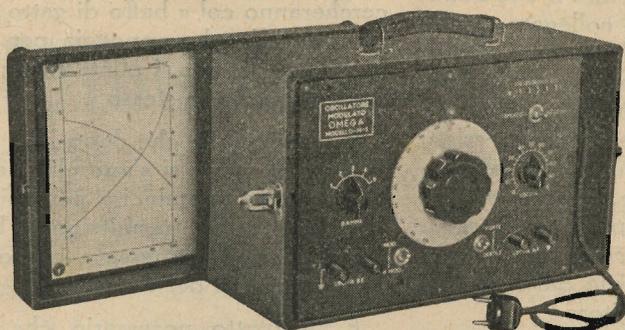
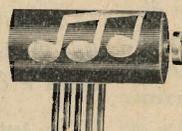



Fig. 1

Le possibilità di un piccolo ricevitore quale quello descritto non sono però illimitate, esse sono proporzionate alla modestia dei mezzi impiegati, tuttavia si può effettuare al ricevitore qualche modifica che non è stata suggerita

prima per non aumentare la complessità del circuito.

Si tratta di rendere accordato il circuito di aereo (sappiamo già che cosa significhi questo termine) e per fare ciò basta nel nostro caso fare uso di un altro condensatore variabile di 400 o meglio di 500 $\mu\mu F$ (fig. 1).

Questo condensatore si mette in serie al filo di antenna, vicino al ricevitore, e contemporaneamente si modifica il numero delle spire del primario d'aereo che passa da 35 a 80 spire. Il grado di accoppiamento va regolato per il migliore rendimento.

La manovra di sintonizzazione si complica un pochino, ma il risultato giustifica l'applicazione.

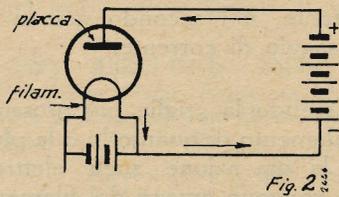
Riguardo l'apparecchio così modificato è vivamente consigliabile la lettura della descrizione del CR 4002 nel N. 3 anno 1940 della presente rivista; tale descrizione è ora perfettamente comprensibile per chi ci ha seguito. Il diverso numero di spire ed il diverso diametro dei tubi e dei fili non significano nulla di particolare, si tratta di un'altra combinazione di valori che danno lo stesso risultato.

La valvola termoionica

Anche il lettore avrà più di una volta constatato che quando una lampadina da illuminazione invecchia il suo bulbo diventa nero perchè sulla parete interna si deposita un sottile strato di materiale di tale colore.

Fu appunto dallo studio di questo fenomeno che Edison giunse a provare che lo strato in oggetto era dovuto ad atomi che si staccavano dal filamento e venivano proiettati contro il bulbo trasportando con loro una carica elettrica di polarità negativa.

Successivamente altri constatarono che il trasporto di particelle si poteva intensificare introducendo nella lampada un corpo metallico (detto placca) al quale venisse conferita una carica positiva rispetto al filamento (fig. 2) e che l'emissione di particelle cessava

Fig. 2

quando la carica della placca era negativa rispetto al filamento.

Insieme al passaggio di particelle si aveva anche nel circuito del-

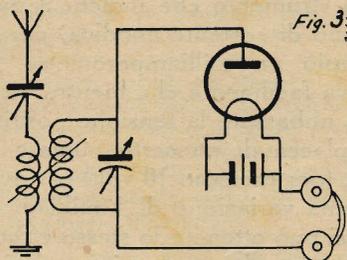
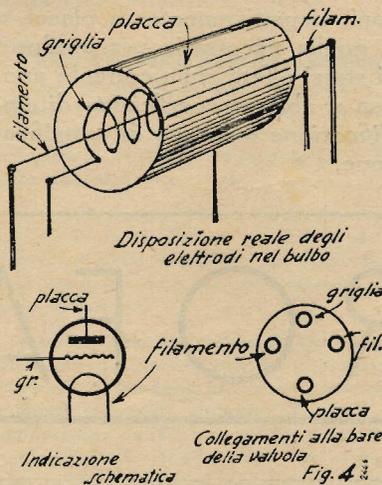
Fig. 3

la batteria, che serviva a rendere positiva la placca, un passaggio di corrente elettrica (detta corrente anodica).

Fig. 4

In seguito a miglioramenti della composizione del filamento si potè constatare che pur essendo stata quasi totalmente eliminata l'emissione di particelle materiali, persisteva il passaggio di corrente. Si convenne allora che il fenomeno era dovuto al passaggio non più di particelle materiali ma di particelle di altra natura, di carica negativa, tali particelle furono identificate negli elettroni alla esistenza dei quali si era già giunti per altre vie.

Essendo chiamati ioni gli atomi con carica elettrica ed essendo la emissione prodotta dal calore, il fenomeno fu detto termoionico e la valvola fu detta valvola termoionica.

Allo stato attuale delle cose è però più appropriata la dicitura di fenomeno e valvola termoelettronica in quanto l'emissione di atomi ionizzati non ha praticamente più luogo nelle valvole moderne.

Il fatto che il diodo (o valvola a due elettrodi) permette il passaggio di corrente in un senso solo (quando cioè la placca o « anodo » è positiva rispetto al filamento) ci richiama subito alla mente il comportamento del raddrizzatore-rivelatore a cristallo di galena di cui abbiamo parlato.

Infatti, il diodo può sostituire il cristallo di galena; in pratica tale sostituzione non è vantaggiosa sia perchè oltre al diodo si richiede una batteria supplementare per accenderlo sia perchè come rivelatore, a parte la scomodità derivante dalla ricerca del punto sensibile, è preferibile il cristallo. Comunque, la sostituzione è possibile ed è vivamente consigliabile di effettuarla a titolo di prova. Lo schema di inserzione è dato dalla fig. 3.

Si noterà come la ricezione sia legata all'accensione della valvola e cessi quando si interrompe il circuito di accensione.

I diodi oltre ad essere impiegati per la rivelazione nel modo indicato servono anche per il raddrizzamento delle correnti alternate industriali e di tali valvole impiegate per simile uso riparleremo più avanti.

La valvola che ha permesso il grande sviluppo della radiotelefonia è stata però non il diodo ma il « triodo » di essa conviene parlare diffusamente per rendere chiara la comprensione dalle numerosissime applicazioni.

Il triodo

Se nello spazio compreso fra il filamento e la placca di un diodo viene interposto un terzo elemento (o elettrodo) costituito da una rete metallica o da una spirale di filo metallico (fig. 4) nudo, si verifica che qualunque carica elettrica sia data a tale terzo elettrodo (detto « griglia ») influisce in modo molto sensibile sul passaggio di elettroni nella valvola e quindi sul passaggio di corrente anodica nel circuito.

Più in particolare: se la griglia è negativa rispetto al filamento si riduce fortemente la corrente anodica; il contrario avviene se la carica è positiva.

In realtà, la griglia si comporta rispetto al passaggio di correnti un po' come la placca, se le si conferisce una carica positiva allora attira gli elettroni che escono dal filamento e sono negativi; se viceversa le si conferisce una carica negativa li respinge; nel primo caso nel circuito di griglia passa corrente, nel secondo non si ha passaggio di corrente.

Essendo la griglia più prossima al filamento di quanto lo è la placca, la sua azione sugli elettroni che vengono emessi dal filamento è molto più energica di quella della placca.

Se si mette in serie alla placca uno strumento che indichi il passaggio di corrente anodica, per esempio un milliamperometro, si rileva facilmente che mentre bisogna abbassare la tensione positiva di placca di un certo numero di volt (per esempio 10 volt) per avere una variazione di 1 milliampere, si può ottenere lo stesso effetto comunicando una tensine negativa molto minore alla griglia (per esempio 0,5 volt).

Il rapporto fra queste due tensioni, rispettivamente di placca e di griglia necessarie per produrre gli stessi effetti sulla corrente anodica si chiama *coefficiente di amplificazione* o fattore di amplificazione.

Nel caso dell'esempio avremo dunque:

$$\text{fattore d'amplificazione} = \frac{10}{0{,}5} = 20.$$

Di solito la predetta variazione di tensione anodica si indica con ΔV_a; la variazione di corrente anodica che *V3* corrisponde si indica con ΔI; la variazione della tensione di griglia necessaria per ottenere lo stesso effetto si indica con ΔV_g ed il coefficiente di amplificazione si indica con la lettera μ (o *k*).

Si può dunque mettere la relazione già citata sotto una forma più generale:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}.$$

Da questa relazione si ricavano facilmente le altre due:

$$\Delta V_a = \mu \Delta V_g$$

$$\Delta V_g = \frac{\Delta V_a}{\mu}.$$

Sebbene ora sia chiaro che cosa è il fattore di amplificazione, non è ben chiaro come avvenga e a che cosa si riferisca l'amplificazione stessa ed è perciò che di essa parleremo qui di seguito ampiamente.

(continua)

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.

Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.

Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo

2452/1
Ds. 4622 - Andreoli Tullio - Terni

Desiderando una selettività elevata l'unico apparecchio da realizzare munito di tale requisito è la supereterodina. Delle valvole in vs. possesso potrete però utilizzare solamente la 47 e la 80. Vi consigliamo perciò la costruzione della S.R. 4001 descritta sull'Antenna ai n. 1-3-4 annata 1940. Da tale descrizione potrete ricavare tutti gli altri dati che vi interessano.

Ds. 4623 - Cantaudella Stefano - Modica Alta.

I collegamenti mancanti nella modifica e non indicati con tratteggio si devono intendere sempre esistenti.

Eccone in succinto la descrizione.

Il commutatore fono-radio inserito nel circuito oscillante di griglia della valvola REN 914 da un lato si chiude sul condensatore da 1 μF (posizione radio) al quale va collegata la resistenza da 500 KΩ; l'altro capo di tale condensatore unitamente al variabile e relativo compensatore va a massa. L'altro capo del commutatore (posizione fono) va connesso attraverso al condensatore da 0,1 e resistenza da 1 MΩ alla presa fono. I collegamenti punteggiati sono da omettere mentre devono essere eseguiti quelli segnati in grassetto.

Sono resistenze da 2 W. quelle da 10.000 e 30.000 Ω inserite sulle placche e griglie schermo delle prime due valvole, come pure quella da 20.000 Ω sullo schermo del pendoto finale.

Da 1 W quella da 25.000 Ω fra le griglie schermo e la massa, nonchè le due catodiche da 2000 e 500 Ω.

Tutte le altre sono da ½ W.

I collegamenti che vanno schermati sono indicati sullo schema fra due file di puntini unitamente al simbolo di terra.

Ds. 4624 - Allievi Carlo - Vialba

Vi conviene adottare lo schema del misuratore descritto dal Dott. De Stefani su l'Antenna n. 4 anno 1941.

In serie allo strumento si dovrà porre una resistenza di 65 ohm in modo da ottenere il valore esatto di 100 ohm. Tutti gli altri dati li ricaverete dalla suindicata descrizione.

Ds. 4625 - Garrone Giulio - Torino

Il difetto da voi lamentato può avere origini varie che è difficile individuare con sicurezza. Generalmente è dovuto a falsi contatti causati da qualche saldatura mal eseguita oppure da qualche resistenza o condensatore difettoso. Non rimane quindi che compiere una attenta verifica a tutti i vari organi componenti il radioricevitore assicurandosi del perfetto funzionamento di ognuno.

I cristalli piezoelettrici usati nei normali rilevatori fonografici possono benissimo sviluppare tensioni dell'ordine del volt. Se vi interessano maggiori cognizioni in materia potete utilmente consultare il volume « La Piezoelettricità » del Della Rocca edito da l'Antenna.

Ds. 4626 - Ravasio Antonio - Bergamo

I dati che vi interessano riguardanti le valvole Serie rossa e WE sono integralmente riportati nel volume « Le valvole riceventi» di N. Callegari (prezzo L. 15,75) edito da l'Antenna.

La propagazione delle onde herziane avviene in modo diverso a seconda della frequenza delle medesime le quali possono essere captate sia direttamente che dopo riflessione.

Il primo caso si verifica in un raggio relativamente limitato intorno al trasmettitore ed in tale zona la ricezione avviene in modo pressochè costante. Questa è la caratteristica delle onde medie e specialmente delle lunghe le quali ultime però sono molto influenzate dai disturbi atmosferici. L'onda riflessa, che è tanto più marcata quanto più si va nelle frequenze elevate, è invece ricevuta solo a notevoli distanze dal trasmettitore; e inoltre influenzata dalle condizioni dello strato riflettente (strato di Heaviside) per cui si hanno i noti fenomeni di affievolimento (fading). In certe zone poi si ha anche interferenza fra l'onda diretta e quella riflessa con la conseguente formazione delle cosidette zone di silenzio.

Maggiori interessanti nozioni sul comportamento delle onde corte le potrete apprendere leggendo il volume « Le onde corte e ultra corte » pure del nostro collaboratore N. Callegari.

Valvole finali munite di diodi per la rivelazione e C.A.V. ne esistono già da alcuni anni quali la GAY 8 G, EBL 1 ecc.

Ds. 4627 - Facchinetti Luigi - La Spezia

Lo schema sarebbe giusto se non fossero errati i valori di alcune resistenze. Va bene quella da 540 ohm che infatti con circa 65 mA abbassa la tensione della rete da 160 a 125 Volt (controllare con un voltmetro per c. a.!!).

La 35ZL GT, secondo i dati della Fivre (vedere il n. 15 de « L'Antenna », anno 1939 a pag. 454), con 125 Volt eff. sulla placca e con una erogazione di 50 mA da una tensione continua di 100 V. se l'elettrolitico all'ingresso del filtro è di 8 mF. Tale tensione si riduce a 80 V. circa con la maggior corrente richiesta dal ricevitore (65 mA.). In tal caso la resistenza di caduta in serie ai filamenti deve avere 1250 ohm e poter dissipare almeno 4 Watt. Le resistenze inserite nei circuiti anodici devono avere rispettivamente 20.000 ohm per la A409 e 12.000 ohm per la D4; con tali resistenze le tensioni anodiche effettive applicate a le placche vengono ad essere di 40 Volt per la prima e 20 Volt per la seconda valvola con una intensità rispettiva di 2 e 5 mA. circa. E' necessario però controllare accuratamente tutte le tensioni e specialmente quelle di filamento con un voltmetro per c. c. da 1000 ohm per Volt, altrimenti si rischia di commettere dei grossolani errori.

Due condensatori di almeno 2 mF. l'uno vanno inseriti a valle delle due suddette resistenze collegandoli fra queste e la massa in modo da ottenere un miglior fil raggio. Sempre per lo stesso scopo sarà bene porre uno o due elettrolitici ad alta capacità (70 mF.-50 Volt lavoro - Geloso n. 2906) in parallelo ai filamenti delle valvole (il collegamento va eseguito fra il cursore del potenziometro e la massa).

Ds. 4628 - Mareschi Giovanni - Portoferraio

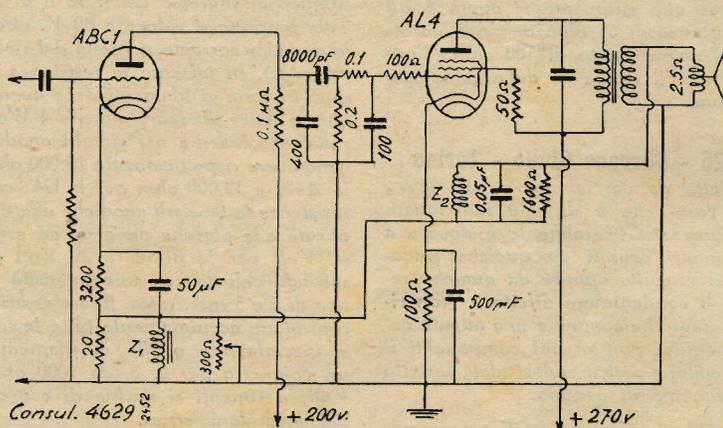
La legge di Ohm ci dà modo di risolvere perfettamente il quesito da voi richiesto.

Volendo infatti inserire il primario del trasformatore a 120 V. su di una linea a 160, bisogna aggiungervi in serie una resistenza di valore tale che con 0,3 Amp. si abbia una caduta di tensione

uguale a 160 — 120 = 40 V. Allora, poichè $\frac{V}{I}$ = R *si ha* $\frac{40}{0{,}3}$ = 133 *ohm circa. Tale resistenza deve poter inoltre dissipare 40 × 0,3 = 12 Watt e dovrà essere quindi costruita con filo di adatta sezione. Il procedimento è analogo anche per l'altro esempio.*

Di regolatori automatici di tensione ne esistono in commercio parecchi, costruiti secondo principi differenti. Nessuno è però realizzabile dal dilettante per la complessità della costruzione e della messa a punto.

frequenza di risonanza del cono dell'altoparlante ecc. I valori riportati vanno quindi in pratica modificati fino ad ottenere la risposta migliore. Riportiamo qui un altro schema che vi può interessare perchè più semplice ed i cui valori sono più attendibili. Il circuito è meno critico da realizzare e può essere usato anche con valvole FIVRE. Z_1 *è un'impedenza con nucleo di ferro da* 100 mH *costituito da 250 spire filo da* 0,3 mm. 1*seta smalto. Nucleo di mm.* 6 × 6 *senza traferro.*

Z_2 *è un'impedenza ad aria di* 20 mH *con* 1160 *spire filo da* 0,1 *mm.* 1 *seta smalto avvolta a nido d'ape su tubo di* 14 *mm. di diametro.*

Il nucleo dell'oscillatore per il controllo dei cortocircuiti sarà costituito da un pacco di lamierini al ferro-silicio della sezione di 1 *cm.*² *circa; la bobina di griglia avrà* 5000 *sp. e quella di placca* 2000 *di filo smaltato da* 1/10 *avvolte su di una piccola carcassa di cartone a due gole. Il potenziometro può avere circa* 5000 *ohm di resistenza totale.*

Non siamo in possesso dello schema che ci richiedete; riteniamo però che tale primario sia del tipo usuale con varie prese intermedie per adattare il trasformatore alle varie tensioni della rete di alimentazione che sono di solito 110 - 125 - 145 - 160 - 220 *Volt. meno usate quelle di* 180 - 250 *volt.*

Ds. 4629 - Orlandi Carlo - Genova

I valori delle resistenze, capacità e impedenze che potrete adoperare sono i seguenti:

R = 0,1 mΩ log.; R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 100 Ω; R_3 = 10000 Ω; R_4 = 50 Ω; R_5 = 20.000 Ω; R_6 = 15.000 Ω; R_7 = 12.000 Ω; C = 5.000 pF; C_1 = 15.000 pF; C_4 = 0,1 mF; C_3 = 20.0000 pF; C_4 = 25.000 pF; C_5 = 1000 pF; C_6 = 3000pF; S = 2 Henry; L = 0,2 H; L_1 = 0,35 H.

Tenete presente però che hanno un valore unicamente indicativo, in quanto che la riproduzione è influenzata da parecchi altri fattori quali ad es. la caratteristica del trasformatore di uscita, la

Potete consultare anche la descrizione dell'A.M. 149 *a pag.* 177 *sul n.* 4 *dell'Antenna anno* 1938.

Ds. 4631 - Giuseppe Biagi - Roma

Se desiderate aumentare la potenza della vostra S.E. 132 *potete, con poche modifiche, trasformarla nella* S.E. 152 *pure a quattro valvole descritta su «L'Antenna», n.* 10, *anno* 1938; *oppure nella S.E.* 4001 *a 5 valvole apparsa sui n.* 2 *e* 3 *de «L'Antenna», anno* 1940. *Per realizzare quest'ultimo apparecchio vi occorrerebbe in più solamente una valvola del tipo* 6K7G *o* 78 *e qualche piccolo altro accessorio (zoccolo, schermo, ecc.) accontentandosi di ricevere bene le sole onde medie. Desiderando anche le onde corte diviene necessaria la sostituzione delle bobine, variabile, scala parlante e medie frequenze che avete attualmente con le corrispondenti elencate nella lista del materiale della* S.E. 4001.

I fascicoli con le descrizioni relative ai due apparecchi vi sono già stati spediti.

Ds. 4630 - Majello Mario - La Spezia

Lo schema dell'ohmetro inviato è errato. Così come l'avete rappresentato può funzionare solo sulla scala dei 100.000 *ohm; è però soggetto a notevoli errori a seconda dello stato di carica della batteria. Vi consigliamo quindi di porre il potenziometro (munito di interruttore o di punto neutro per escluderlo durante le altre letture) in parallelo allo strumento e di portare la resistenza in serie da* 3500 *a* 3900 *ohm esatti. L'errore così non viene a superare il* 2% *passando la batteria da* 4,5 *a* 4 *Volt, mentre nel caso precedente si arrivava al* 12%; *inoltre con la pila al di sotto dei* 4 *Volt non si riesce più a regolare l'indice a fondo scala ed è allora necessario sostituire la batteria. Per le letture con scala* 1/100 *lo shunt va posto non in parallelo al solo istrumento ma anche alla resistenza da* 3900 Ω; *il suo valore è di* 44 *ohm. Le misure con scala* × 10 *e* × 100 *(non* × 50) *verrebbero effettuate nel vostro schema con corrente alternata; ma ciò implica l'uso di un raddrizzatore ad ossido sullo strumento nel qual caso non è più valida la scala ohmetrica usata in continua. Sarebbe invece conveniente usare un raddrizzatore a valvola per avere continue anche le tensioni di* 20 *e* 200 *Volt. (Vedere: Un ohmetro a corrente alternata a pag.* 526 *sul n.* 17 *dell'antenna anno* 1938).

Il capacimetro va bene, ma poichè il circuito, quando non si eseguono misure, rimane aperto, il commutatore a 2 *vie* 2 *posizioni non è necessario. Non conoscendo lo schema del vostro misuratore non siamo in grado di indicarvi le necessarie modifiche per inserirvi anche tale capacimetro.*

La 6P7G *va provata come la* 6F7, *l'adattatore quindi deve avere i collegamenti dai contatti dello zoccolo superiore octal a quelli dell'innesto normale a* 7 *piedini eseguiti in maniera che gli elettrodi della* 6P7G *vengano a corrispondere a quelli della* 6F7. *Potete vedere all'uopo gli zoccoli delle suddette valvole rappresentati ai n.* 29 *e* 32 *sulla tabella a pag.* 43 *dell'antenna n.* 3 *corrente anno.*

Le bobine per l'oscillatore modulato vanno bene dato l'uso del variabile da 500 pF. *Il filo del primario può essere uguale a quello del escondario.*

La descrizione di un ohmetro-capacimetro del tipo da voi indicato è in progetto e verrà pubblicata prossimamente.

Il **Dott. Carlo Papa** di Napoli è pregato di ripetere la domanda di consulenza.

Il **Sig. Buscaglia Pericle** di Savona è pregato di rimetterci la tassa di consulenza.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

AM 4941

MAGNETI MARELLI

Impianti Diffusione Sonora

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI S. A. - MILANO

CAPITALE SOCIALE L. 150.000.000